

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITECNICA SUPERIOR

Máster Universitario de Ingeniería de Telecomunicación



TRABAJO FIN DE MÁSTER

Análisis y diseño de combinador
radial de potencia sobre tecnología
microstrip

Tutor: Juan Córcoles Ortega

Ponente: Jorge A. Ruiz Cruz

Autor: XueQing Yu

JULIO 2016

Agradecimientos

En primer lugar quiero dar las gracias a mi tutor, Juan, por todos aquellos conocimientos que me haya podido transmitir y toda la ayuda que me ha dado para poder terminar este Trabajo Fin de Máster.

Asimismo, quiero dar las gracias a todos los miembros de RFCAS, ha sido un placer trabajar a vuestro lado.

Por lo último, también a todos los profesores de la escuela que me han enseñado durante la carrera y el máster.

Resumen

El objetivo de este Trabajo Fin de Máster es diseñar un combinador/divisor de potencia radial de 6 puertos en tecnología microstrip, un combinador de banda ancha cuya frecuencia central es 3.6 GHz.

Para ello, se ha realizado un estudio sobre la transición de puerto coaxial a varios puertos de línea microstrip, así como distintas metodologías de adaptación de impedancias en tecnología microstrip.

Teniendo en cuenta las especificaciones del diseño, varias técnicas de adaptación han sido desarrolladas en *ADS*, la metodología elegida es simulada en *CST Studio*.

Abstract

The aim of this Master's Thesis is to design a 6-way radial power combiner/divider in microstrip technology, a broadband combiner whose center frequency is 3.6 GHz.

To this end, a study is conducted on the transition from coaxial to several microstrip line ports as well as different methods of impedance matching in microstrip technology.

Given the design specifications, several adaptation techniques have been developed in *ADS*, the elected methodology is simulated in *CST Studio*.

Índice de contenido

| | | |
|-------|--|----|
| 1. | Introducción | 1 |
| 1.1 | Motivación..... | 1 |
| 1.2 | Objetivo | 1 |
| 2. | Estado del arte | 2 |
| 2.1 | Combinador de potencia a nivel de dispositivo..... | 4 |
| 2.2 | Combinador de potencia a nivel circuital | 4 |
| 2.2.1 | Combinador multi-step..... | 6 |
| 2.2.2 | Combinador N-way | 8 |
| 3. | Estudio previo | 12 |
| 3.1 | Adaptación a las salidas | 12 |
| 3.1.1 | Adaptación lineal comparada con otras técnicas | 15 |
| 3.2 | Análisis de junction | 17 |
| 3.2.1 | Circuito equivalente..... | 17 |
| 3.2.2 | Análisis full wave | 23 |
| 3.3 | Adaptación a la entrada..... | 26 |
| 3.4 | Simulación completa | 27 |
| 4. | Diseño del combinador de 6 puertos | 30 |
| 4.1 | Selección previa | 30 |
| 4.2 | Red de adaptación | 31 |
| 4.2.1 | Adaptación a la entrada..... | 31 |
| 4.2.2 | Adaptación a las salidas | 35 |
| 4.3 | Diseño junction..... | 42 |
| 5. | Integración y comparación de resultados | 48 |
| 6. | Conclusiones y líneas futuras | 50 |
| 6.1 | Conclusiones..... | 50 |
| 6.2 | Líneas futuras | 50 |
| 7. | Bibliografía | 51 |
| 8. | Fuente de imágenes..... | 52 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| Figura 2-1 Clasificación de los combinadores/divisores | 2 |
| Figura 2-2 Combinadores/divisores de potencia comerciales [I1][I2][I3] | 3 |
| Figura 2-3 Combinador/divisor a nivel de dispositivo: chip de transistor de potencia [2] | 4 |
| Figura 2-4 Clasificación de combinadores/divisores a nivel circuital | 5 |
| Figura 2-5 Combinador/divisor en cadena [1] | 6 |
| Figura 2-6 Evolución de la eficiencia de los combinadores al variar el número de etapas existentes [3] | 7 |
| Figura 2-7 Estructura del combinador binario [I4] | 7 |
| Figura 2-8 La evolución de la eficiencia del combinador al variar el número de salidas [3] | 8 |
| Figura 2-9 Combinador/divisor de potencia [4][I5] | 9 |
| Figura 2-10 Combinador/divisor resonante [I6] [I7] | 9 |
| Figura 2-11 Combinador/divisor Wilkinson [I8] | 10 |
| Figura 2-12 Concepto del combinador especial [I9] | 10 |
| Figura 3-1 Combinador/divisor de 8 salidas de banda ancha [2] | 12 |
| Figura 3-2 Red de adaptación | 13 |
| Figura 3-3 Adaptación de impedancias lineal | 13 |
| Figura 3-4 Esquemático de la red de adaptación en ADS | 14 |
| Figura 3-5 Parámetros S obtenidos | 14 |
| Figura 3-6 Esquemático de la red de adaptación con el puerto principal adaptado | 15 |
| Figura 3-7 Comparación entre las dos redes de adaptación | 15 |
| Figura 3-8 Ejemplo adaptación Klopfenstein [I10] | 16 |
| Figura 3-9 Adaptación Klopfenstein simulado en ADS | 16 |
| Figura 3-10 Comparación entre las cuatro redes de adaptación desarrolladas | 17 |
| Figura 3-11 Esquemático del circuito equivalente del junction [2] | 18 |
| Figura 3-12 Estructura junction [2] | 19 |
| Figura 3-13 Valores equivalentes del junction para valores de a y b concretos | 20 |
| Figura 3-14 Razón entre la parte imaginaria y la parte real de la impedancia vista desde el puerto coaxial | 21 |
| Figura 3-15 Impedancia vista desde el puerto coaxial | 22 |

| | |
|---|----|
| Figura 3-16 Impedancia vista desde el puerto coaxial para $Z_j=12.5 \Omega$ | 22 |
| Figura 3-17 Razón entre la parte imaginaria y la parte real de la impedancia vista desde el puerto coaxial para $Z_j=12.5 \Omega$ | 23 |
| Figura 3-18 Simulación full wave de junction | 24 |
| Figura 3-19 Parámetros S obtenidos tras la simulación | 24 |
| Figura 3-20 Esquemático en ADS con junction incorporado | 25 |
| Figura 3-21 Comparación entre combinador ideal y combinador real con junction incorporado | 25 |
| Figura 3-22 Adaptación lineal en el Puerto principal [2] | 26 |
| Figura 3-23 Adaptación Chebyshev orden 4 en el puerto principal [2] | 26 |
| Figura 3-24 Comparación de los resultados de la adaptación lineal y adaptación Chebyshev | 27 |
| Figura 3-25 Estructura completa del combinador/divisor [2] | 28 |
| Figura 3-26 Combinador/divisor de potencia construida en CST Studio | 29 |
| Figura 3-27 Parámetros S de la estructura | 29 |
| Figura 4-1 Red de adaptación | 30 |
| Figura 4-2 Red de adaptación lineal en el puerto principal | 31 |
| Figura 4-3 Resultado de la adaptación lineal | 32 |
| Figura 4-4 Esquemático del transformador de impedancias Chebyshev orden 4 en ADS | 32 |
| Figura 4-5 Comparación entre distintas técnicas de adaptación diseñadas en el puerto principal | 33 |
| Figura 4-6 Modelo del coaxial construido en CST | 34 |
| Figura 4-7 La comparación de los parámetros S de los coaxiales diseñados | 34 |
| Figura 4-8 Estructura con 6 antenas tipo parche, elemento de referencia [9] | 35 |
| Figura 4-9 Parámetros S de la adaptación lineal en los puertos de salida con longitud de pista = 24 mm | 36 |
| Figura 4-10 Resultado tras hacer el tuning con pérdidas=0.017 | 36 |
| Figura 4-11 Comparación entre adaptación lineal y Chebyshev orden 4 en los puertos de salida | 37 |
| Figura 4-12 Adaptación lineal vs. adaptación Chebyshev orden 2 | 38 |
| Figura 4-13 Estructura de la adaptación en secciones cortas [10] | 38 |
| Figura 4-14 Comparación entre los transformadores diseñados para los puertos de salida | 41 |
| Figura 4-15 Esquemático sin adaptación en el puerto principal | 42 |
| Figura 4-16 Parámetros S sin adaptación en el puerto principal | 43 |

| | |
|---|----|
| Figura 4-17 Esquemático con el puerto principal adaptado..... | 43 |
| Figura 4-18 Comparación entre los circuitos con y sin el puerto adaptado | 44 |
| Figura 4-19 Estructura del junction | 45 |
| Figura 4-20 Junction construido en CST Studio | 46 |
| Figura 4-21 Parámetros S del junction simulado en CST | 46 |
| Figura 4-22 Esquemático del combinador/divisor con junction incorporado | 47 |
| Figura 4-23 Comparación de los parámetros S de los modelos simulados | 47 |
| Figura 5-2 Modelo del combinador/divisor simulado en CST Studio, corte perpendicular al eje x48 | |
| Figura 5-3 Modelo del combinador/divisor simulado en CST Studio | 49 |
| Figura 5-4 Parámetros S del combinador 1 a 6..... | 49 |

Índice de tablas

| | |
|---|----|
| Tabla 2-1 Ventajas e inconvenientes de los combinadores espaciales [3] | 11 |
| Tabla 3-1 Tabla de valores del circuito equivalente | 19 |
| Tabla 3-2 Valores de los parámetros de la simulación | 23 |
| Tabla 3-3 Valores de los diámetros calculados..... | 26 |
| Tabla 3-4 Valores constantes del diseño | 28 |
| Tabla 4-1 Valores empleados para el diseño | 30 |
| Tabla 4-2 Valores del diseño Chebyshev orden 4 | 32 |
| Tabla 4-3 Diámetros de conductores calculados para la simulación en CST | 34 |
| Tabla 4-4 Anchuras de pistas microstrip | 35 |
| Tabla 4-5 Valores calculados para la adaptación Chebyshev orden 4 | 37 |
| Tabla 4-6 Los valores de las impedancias normalizadas [10] | 40 |
| Tabla 4-7 Los valores de las impedancias | 41 |
| Tabla 4-8 Los valores empleados en la simulación | 44 |
| Tabla 4-9 Parámetros utilizados para la simulación del junction | 45 |
| Tabla 5-1 Parámetros empleados para la simulación completa del combinador | 48 |

1. Introducción

1.1 Motivación

En el ámbito de los sistemas de microondas y milimétricas como radar, comunicaciones espaciales, etc. existe un problema clásico: la división y combinación de potencia. Gracias a las técnicas de división y combinación se puede conseguir relajar las especificaciones que un único amplificador requeriría en términos de ancho de banda, linealidad, eficiencia, máxima potencia de salida y ruido. Para ello, la potencia se divide en varios canales que pasan por amplificadores cuyas prestaciones no son tan exigentes, para posteriormente volverse a combinar.

De cara que el conjunto del sistema sea lo más eficiente y compacto posible, la división y combinación no pueden realizarse en varias etapas, lo cual requiere circuitos que permitan realizar estas operaciones de varios puertos a uno para la combinación y viceversa para la división. Entre este tipo de dispositivos de microondas destacan los combinadores/divisores espaciales, de onda progresiva y radiales y cónicos. Este Trabajo de Fin de Máster se centra en los combinadores/divisores radiales.

1.2 Objetivo

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Máster es desarrollar técnicas de análisis para combinadores/divisores radiales en tecnología microstrip, con el fin de diseñar un combinador/divisor de potencia radial de 6 salidas, maximizando el ancho de banda centrado en la frecuencia de 3.6 GHz.

Se puede enumerar los objetivos más específicos como los siguientes:

- Conocer las características de los circuitos pasivos de microondas de varios puertos.
- Búsqueda de modelos analíticos.
- Búsqueda de distintas metodologías de implementación.
- Implementación y simulación.

2. Estado del arte

Los sistemas electrónicos se desarrollan con más complejidad hoy en día, en muchas ocasiones uno o varios elementos del sistema requieren un nivel de potencia u otras especificaciones que para un único amplificador es difícil de alcanzar. Sin embargo, gracias al combinador/divisor de potencia, se puede relajar estas especificaciones. Esto hace que la potencia se divida en varios canales, donde pasará por amplificadores de especificaciones más relajadas y asequibles, y finalmente volverse a combinar.

Un combinador/divisor de potencia es un dispositivo habitualmente empleado en radiofrecuencia y en microondas. Este elemento es reversible, es decir, dependiendo de las excitaciones puede funcionar como un combinador o divisor. Cuando se excita como un combinador, combina la potencia suministrada por los puertos conectados y la entrega al puerto principal. Si se excita como un divisor, la potencia recibida a través del puerto principal es repartida a los puertos conectados, normalmente de forma equitativa. En este Trabajo Fin de Máster se habla de combinador y divisor indistintamente.

El combinador/divisor de potencia debe mantener las impedancias adaptadas para tener una mínima potencia reflejada de cara que el sistema sea lo más eficiente.

Hay numerosas técnicas para desarrollar un combinador de potencia, se pueden clasificar de la siguiente manera [1]:



FIGURA 2-1 CLASIFICACIÓN DE LOS COMBINADORES/DIVISORES

Estas técnicas se explicarán más detenidamente en la siguiente sección.

En la Figura 2-2 se muestran unos ejemplos de combinador/divisor de potencia:



FIGURA 2-2 COMBINADORES/DIVISORES DE POTENCIA COMERCIALES [I1][I2][I3]

2.1 Combinador de potencia a nivel de dispositivo

Se puede diseñar un combinador/divisor a nivel de dispositivo o a nivel circuital [1]. Los combinadores a nivel dispositivo consisten en agrupar dispositivos activos cuyo tamaño es relativamente pequeño con respecto a la longitud de onda. En la Figura 2-3 se muestra la combinación de potencia aplicada en un chip de transistor.

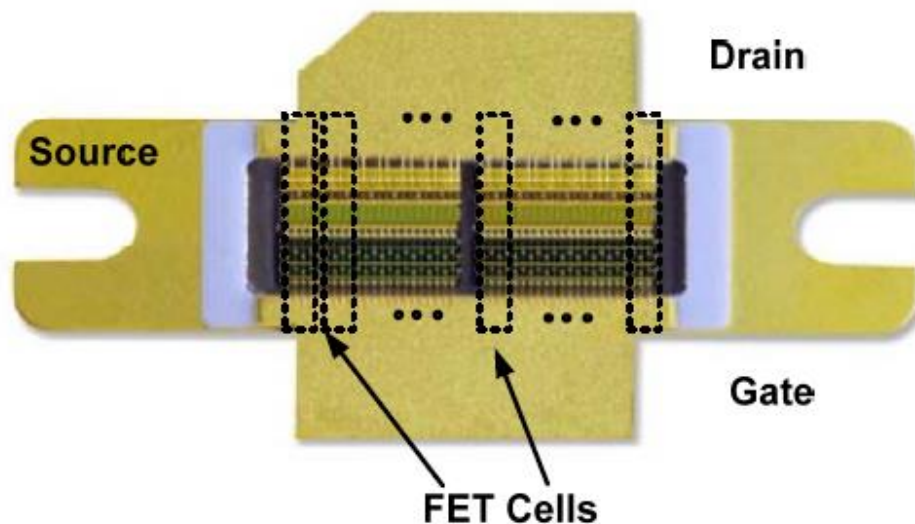


FIGURA 2-3 COMBINADOR/DIVISOR A NIVEL DE DISPOSITIVO: CHIP DE TRANSISTOR DE POTENCIA [2]

Generalmente esta técnica está limitada por el número de dispositivos que puedan combinar eficientemente en un área limitada. No obstante, este Trabajo Fin de Máster se centra en el diseño a nivel circuital.

2.2 Combinador de potencia a nivel circuital

En esta sección se explicará las distintas técnicas de combinación a nivel circuital más conocidas. Se podría clasificar estas técnicas en dos categorías (Figura 2-4):

- **Multi-step (multipasos):** combina la potencia procedente de varios puertos en varias etapas, los métodos más conocidos son: árbol binario o en cadena.
- **N-way:** aquellos combinadores que logran combinar la potencia en un mismo paso. Esta técnica permite combinar la potencia de forma más eficiente, al mismo tiempo tener una dimensión compacta.

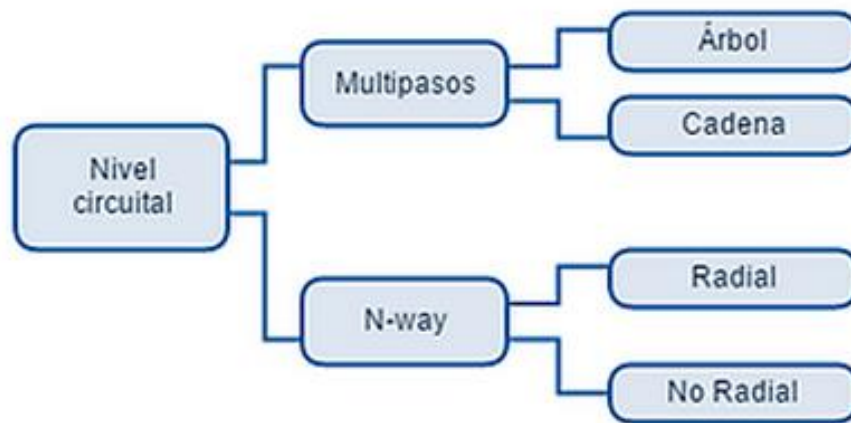


FIGURA 2-4 CLASIFICACIÓN DE COMBINADORES/DIVISORES A NIVEL CIRCUITAL

Los medios más habituales en que se realiza la combinación de potencia se destacan: microstrip, coaxial o guía de onda. También cabe señalar el combinador/divisor de potencia espacial, sin embargo este tipo de combinadores es menos común y más costoso de fabricar.

2.2.1 Combinador multi-step

2.2.1.1 Combinador en cadena

Un combinador en cadena, también se le denomina como combinador en serie. La combinación se realiza a través de $N-1$ etapas, siendo N el número de puertos. Consiste en añadir una $1/N$ parte de potencia a la potencia de salida en cada etapa. El coeficiente de acoplamiento de cada acoplador viene determinado por el número de etapas: $10 \cdot \log_{10} N \text{ dB}$.

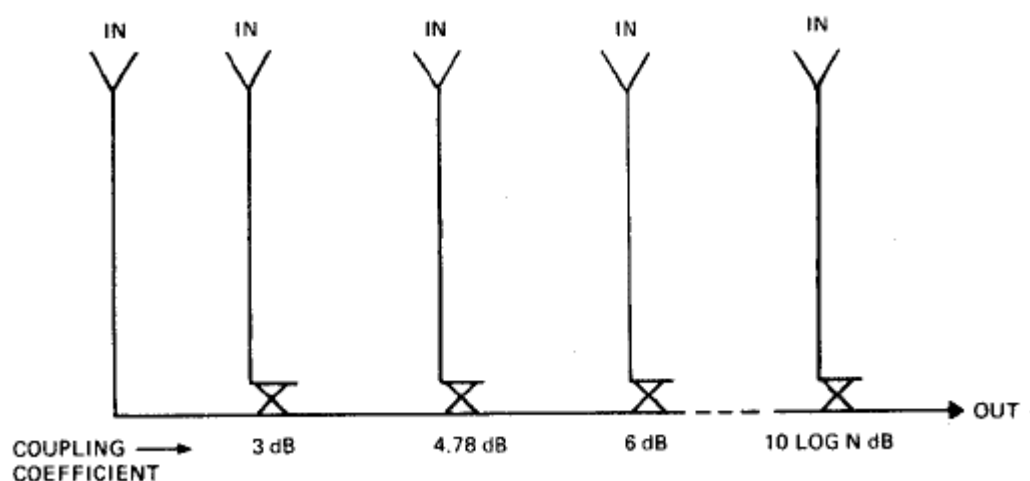


FIGURA 2-5 COMBINADOR/DIVISOR EN CADENA [1]

Como se ha de notar, este mecanismo es bastante sencillo, una nueva fuente puede ser añadida simplemente conectando al final de la cadena, siempre y cuando se tenga un coeficiente de acoplamiento $10 \cdot \log(N + 1) \text{ dB}$. De esta forma, en un principio cualquier número de fuentes puede ser combinado, sin embargo, las pérdidas de inserción en los acopladores reducen significativamente la eficiencia de los combinadores en serie. Por otro lado, el coeficiente de acoplamiento aumenta con el incremento de N , la dificultad de construir acopladores con coeficientes altos se dispara.

Otro factor importante es la eficiencia del combinador, en la Figura 2-6 se ilustra la relación existente entre la eficiencia del combinador y el número de etapas para distintas magnitudes de pérdidas del acoplador [3]. Como se observa, cuando el número de elementos aumenta, esta metodología deja de ser eficiente.

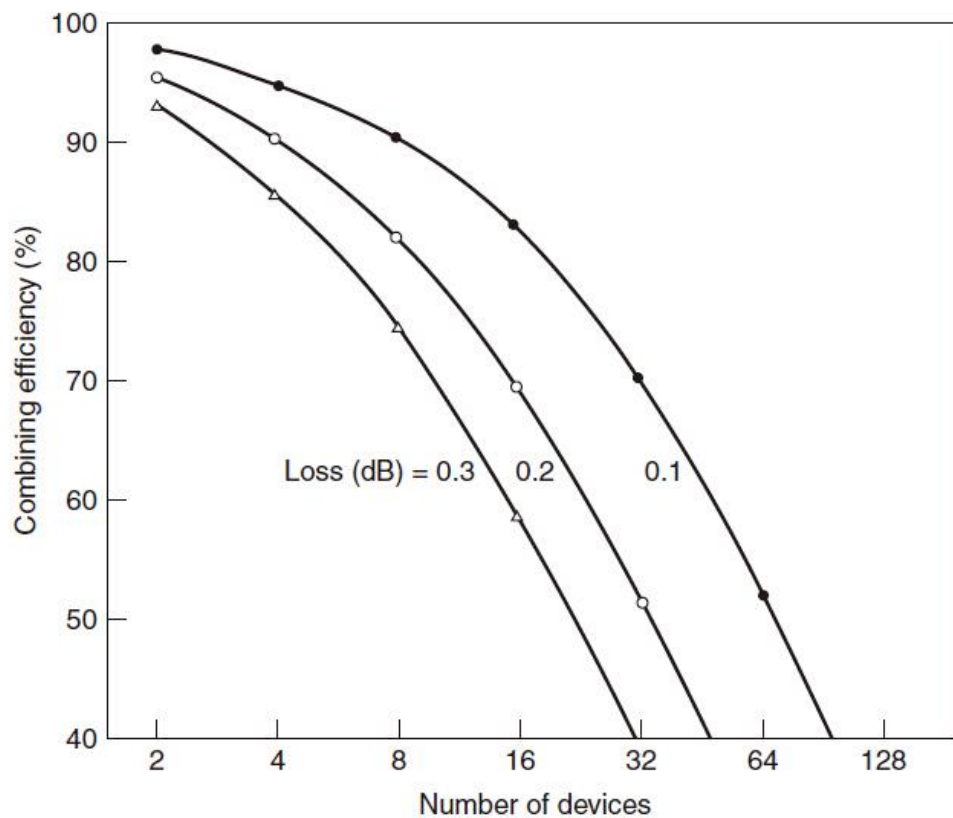


FIGURA 2-6 EVOLUCIÓN DE LA EFICIENCIA DE LOS COMBINADORES AL VARIAR EL NÚMERO DE ETAPAS EXISTENTES [3]

2.2.1.2 Combinador binario

El combinador binario o corporativo tiene forma de árbol. Una peculiaridad de este tipo de combinadores es que los puertos solo pueden ser añadidos de forma coherente: el número de puertos tiene que ser potencia de 2. En este tipo de combinadores habitualmente se emplean acoplador de Lange, Wilkinson de 2 puertos, híbridos, etc.

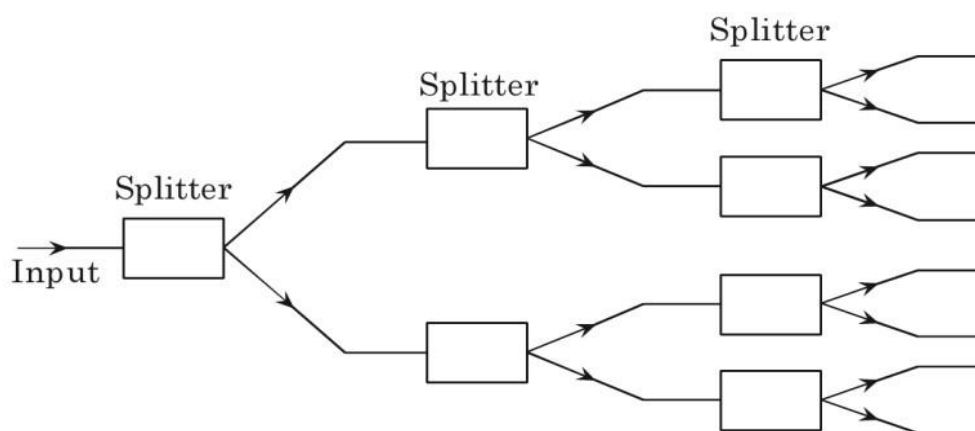


FIGURA 2-7 ESTRUCTURA DEL COMBINADOR BINARIO [14]

Igual al combinador en serie, la eficiencia del combinador binario depende tanto del número de salidas como las pérdidas de inserción de los acopladores. Como se observa en la Figura 2-8, la degradación de la eficiencia aumenta rápidamente con el número de puertos conectados [3].

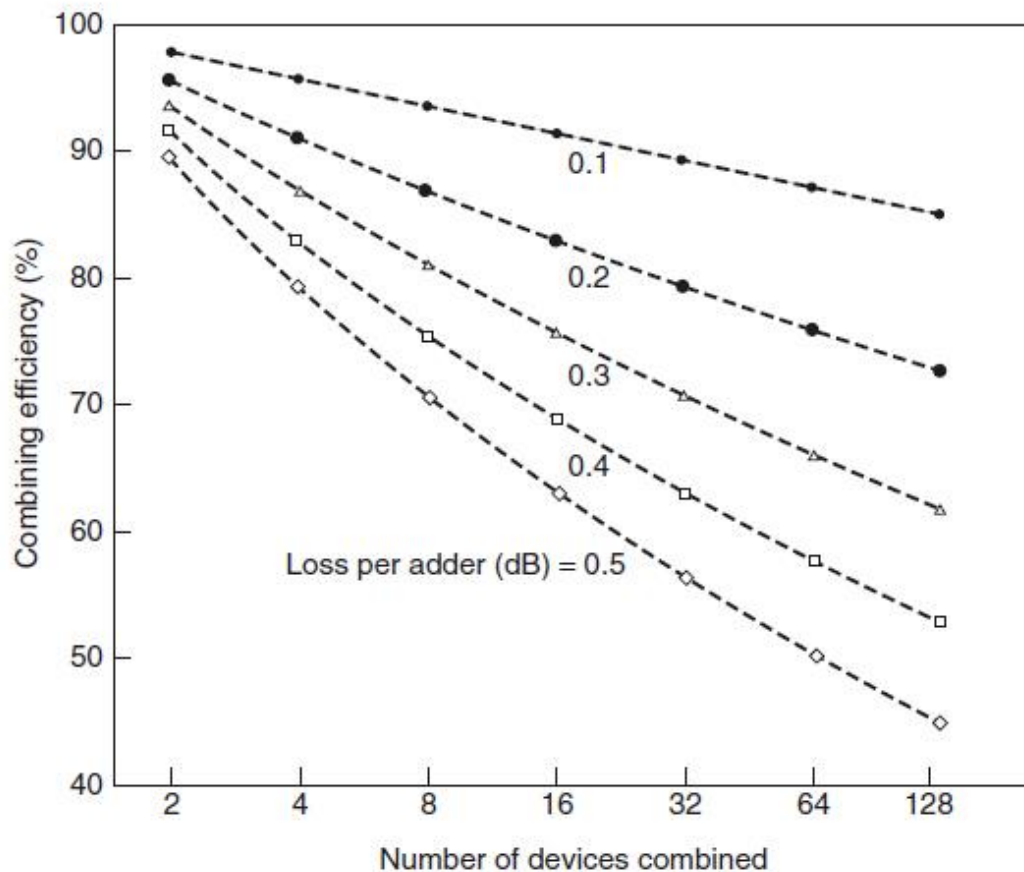


FIGURA 2-8 LA EVOLUCIÓN DE LA EFICIENCIA DEL COMBINADOR AL VARIAR EL NÚMERO DE SALIDAS [3]

2.2.2 Combinador N-way

A diferencia de los combinadores multi-step, los combinadores N-way suman las potencias en un único paso. Este hecho permite que este tipo de combinadores tenga una banda de trabajo amplia. La eficiencia es más alta ya que las pérdidas de inserción son relativamente pequeñas. Se pueden clasificar en tres categorías según el medio de transmisión empleado: resonante, no resonante y espacial.

Por otro lado, si clasificamos los combinadores según la forma, un combinador N-way puede ser radial o no radial. En un combinador radial las salidas se localizan alrededor del puerto central de forma simétrica, mientras que las salidas de un combinador no radial no poseen tal simetría. En la Figura 2-9 se muestra dos ejemplos de combinador radial y no radial respectivamente:

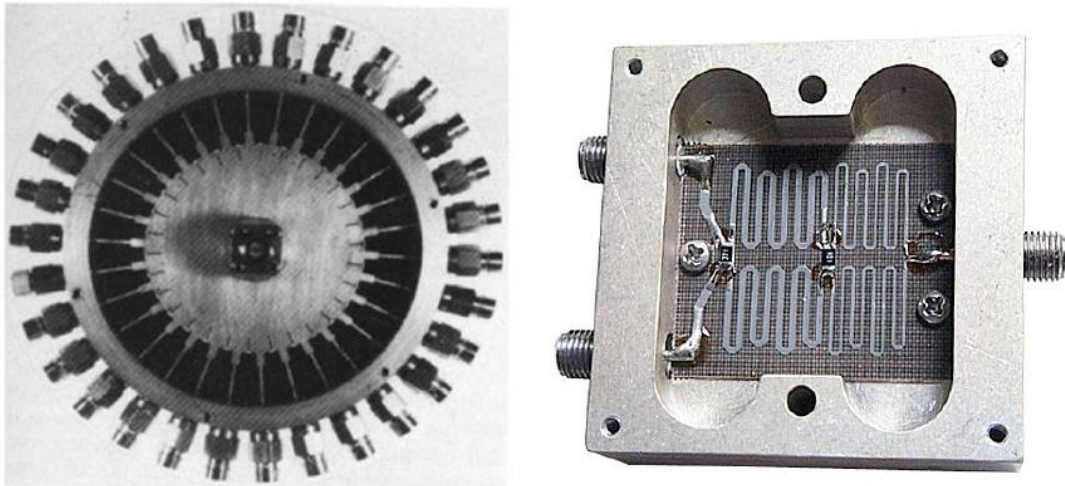


FIGURA 2-9 COMBINADOR/DIVISOR DE POTENCIA [4][15]

2.2.2.1 Combinador resonante

Debido a la naturaleza de los resonadores, este tipo de combinadores son de banda estrecha. Las salidas se localizan de forma simétrica, pueden ser conectados sobre el periférico o perpendicularmente.

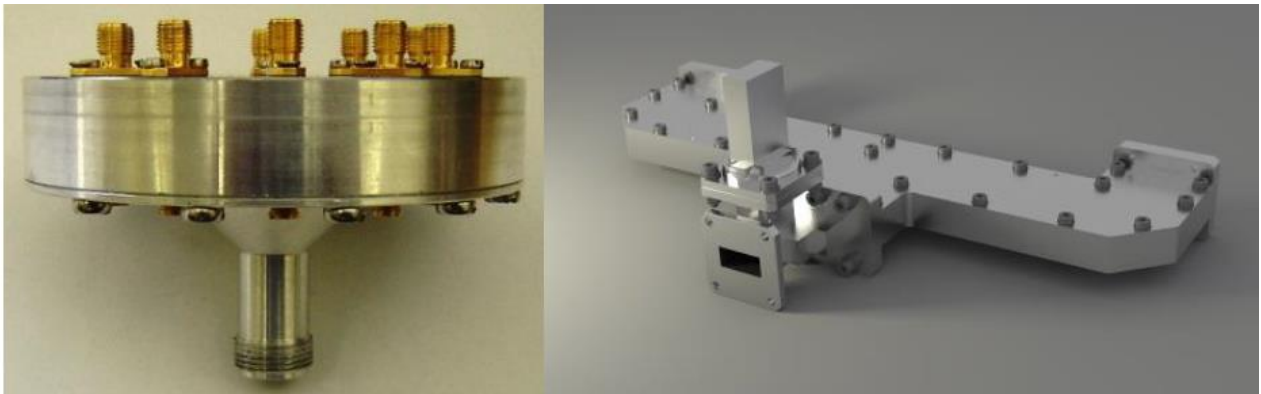


FIGURA 2-10 COMBINADOR/DIVISOR RESONANTE [16] [17]

Los combinadores de este tipo emplean guía de onda o guía de onda de sustrato integrado (Substrate Integrated Waveguide), son utilizados para frecuencias altas, más en concreto en bandas Ku, K y Ka. Debido a su gran volumen, es poco viable para frecuencias bajas.

2.2.2.2 Combinador no resonante

Un combinador no resonante puede proporcionar una banda ancha, habitualmente se emplea microstrip como medio de transmisión. El modelo más empleado es el combinador Wilkinson ya que logra el aislamiento entre las salidas mientras se mantiene la adaptación [5]. El modelo más conocido es el Wilkinson de dos puertos, consiste en dos líneas de transmisión paralelas de longitud $\lambda/4$ alimentadas por la entrada, y una resistencia entre los dos puertos de salida, gracias a este resistor, se logra el aislamiento entre las salidas, además no se disipa ninguna potencia.

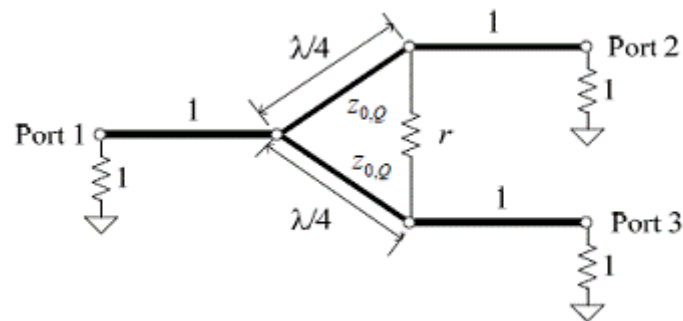


FIGURA 2-11 COMBINADOR/DIVISOR WILKINSON [18]

2.2.2.3 Combinador espacial

Los tipos de combinadores vistos anteriormente tienen un inconveniente: el número de puertos de salida está limitado. Cuando el número de puertos se incrementa, es necesario emplear el combinador espacial, una forma muy eficiente de combinar potencia pero poco común debido a su complejidad.

En la Figura 2-12 se muestra el concepto de un combinador espacial.

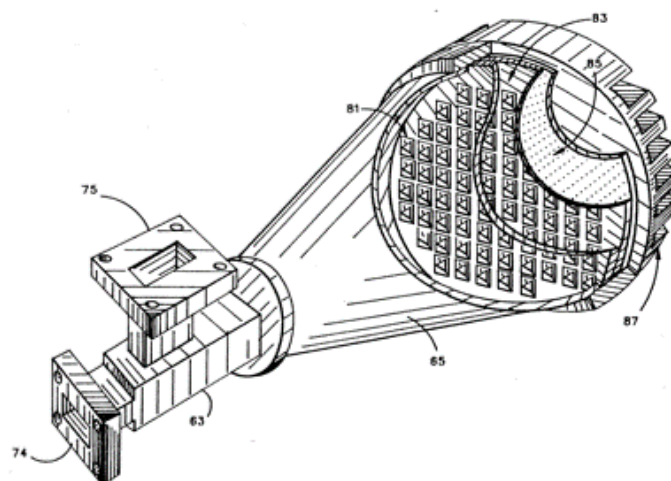


FIGURA 2-12 CONCEPTO DEL COMBINADOR ESPECIAL [19]

Sin embargo, los combinadores espaciales también tienen sus inconvenientes, en la Tabla 2-1 se enumeran las ventajas e inconvenientes del combinador espacial frente al combinador de otros tipos:

| Ventajas | Inconvenientes |
|--------------------------|--------------------------|
| Ancho de banda amplio | Alta complejidad montaje |
| Alta eficiencia | Mayor volumen |
| Poca tolerancia a fallos | Calentamiento |

TABLA 2-1 VENTAJAS E INCONVENIENTES DE LOS COMBINADORES ESPACIALES [3]

En este Trabajo Fin de Máster se diseñará un combinador radial no resonante, más en concreto, en tecnología microstrip.

3. Estudio previo

Para entender mejor la técnica de combinador de potencia radial, se ha hecho un estudio previo sobre [2]. Se trata de un combinador de potencia radial de 8 salidas en tecnología microstrip, con un ancho de banda de 15 GHz (2~17 GHz), centrado en 9.5 GHz. El estudio trata de entender los pasos de diseño, para posteriormente desarrollar y simular el modelo proporcionado. En la Figura 3-1 se muestra el combinador/divisor simulado y construido en [2].

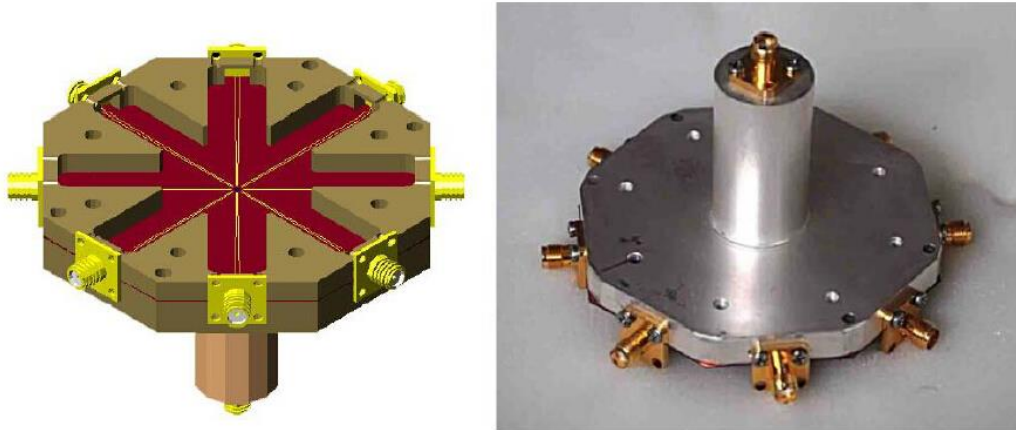


FIGURA 3-1 COMBINADOR/DIVISOR DE 8 SALIDAS DE BANDA ANCHA [2]

El modelo proporcionado es un combinador/divisor radial 8-way. Si se excita como un divisor, utilizará ocho líneas de microstrip para repartir la potencia recibida en el puerto principal, a través de un coaxial conectado perpendicularmente al parche radial del divisor. Hace la función inversa si se excita como un combinador.

3.1 Adaptación a las salidas

En general, un combinador N-way es una red de N+1 puertos. Estos puertos se reúnen en el *junction*, parte crucial del diseño que se explicará en la sección 3.2 con más detalle.

El esquemático de la red de adaptación se muestra en la Figura 3-2.

Siendo:

Z_c = la impedancia común del junction

Z_0 = la impedancia de los puertos

Z_{in} = la impedancia de las líneas de microstrip en el punto de la unión

Si se unen N puertos de 50 Ω (Z_{in}), la impedancia vista desde la unión (Z_c) es 50/N Ω .

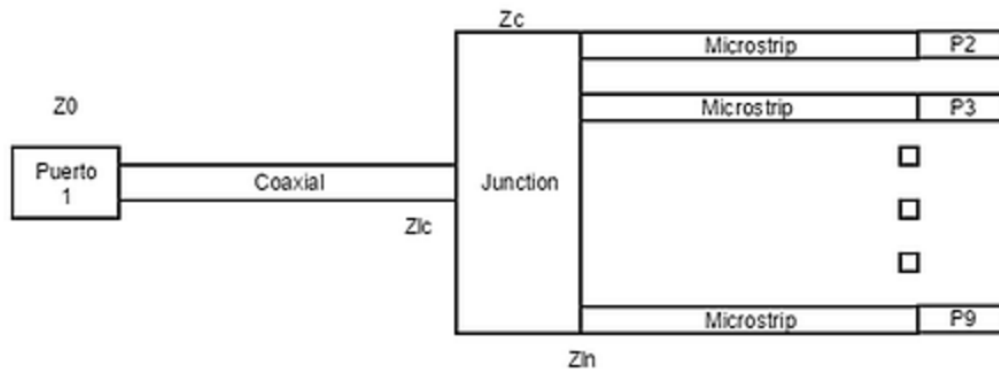


FIGURA 3-2 RED DE ADAPTACIÓN

Si se establece que la impedancia de los puertos de salida es de $50\ \Omega$ y el número de puertos es $N=8$, la impedancia común del *junction* viene a ser $Z_c = \frac{50}{8} = 6.25\ \Omega$. Esto puede resultar difícil de adaptar dentro del rango de frecuencias de 2~17 GHz. Una opción es incrementar la impedancia de las líneas de microstrip en el punto de la unión (Z_{ln}). Este valor depende directamente de la dimensión mínima de las líneas de microstrip que se pueda construir. Por ejemplo para el sustrato RT/D 5880 cuyo grosor es 0.305 mm y constante dieléctrica $\epsilon_r = 2.2$, se puede considerar que la anchura mínima de las pistas microstrip es 0.1 mm. De modo que la impedancia Z_{ln} máxima será $137\ \Omega$ [6]. Por otro lado, también hay que evitar tener pistas demasiado estrechas, ya que puede limitar la potencia máxima entregada.

Teniendo en cuenta los puntos anteriores, la impedancia Z_{ln} elegida en [2] es $100\ \Omega$. Por lo tanto se harán dos redes de adaptación de impedancias: una para adaptar la impedancia del puerto principal de $Z_0(50\ \Omega)$ a $Z_{lc} = \frac{100}{8} = 12.5\ \Omega$, y otra para adaptar $Z_{ln}(100\ \Omega)$ a los puertos de salida (P2-P9), cuyo valor también es de $50\ \Omega$.

Como primer acercamiento, para comprender el comportamiento del combinador y de la red de adaptación, se combinan 8 líneas de microstrip lineales. Cada una de estas líneas adapta la impedancia de los puertos (P2-P9), es decir, $50\ \Omega$ a la impedancia Z_{ln} anteriormente fijada, esto es, $100\ \Omega$.

La estructura de la adaptación lineal se muestra en la Figura 3-3.

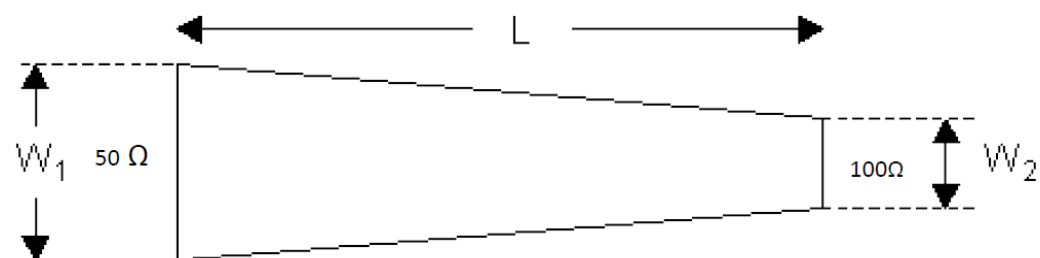


FIGURA 3-3 ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS LINEAL

El esquemático representado en ADS se muestra en la Figura 3-4. Los parámetros S obtenidos tras la simulación son mostrados en la Figura 3-5.

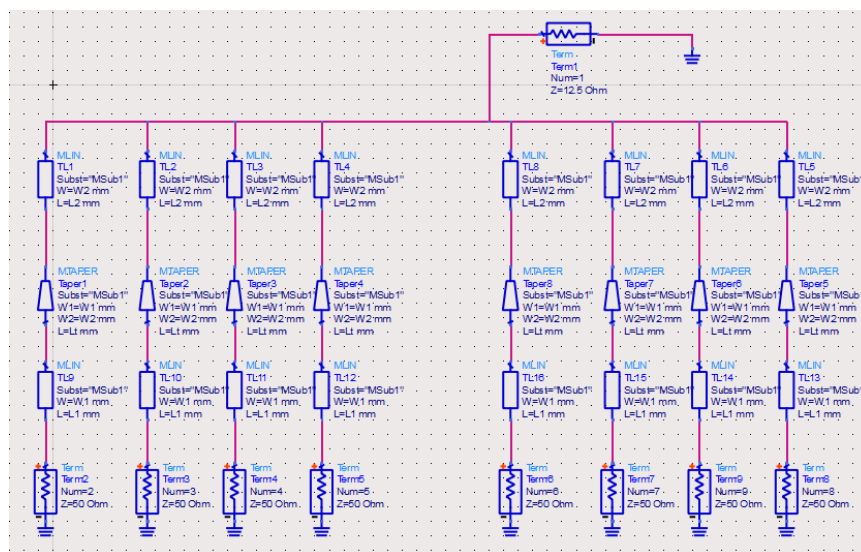


FIGURA 3-4 ESQUEMÁTICO DE LA RED DE ADAPTACIÓN EN ADS

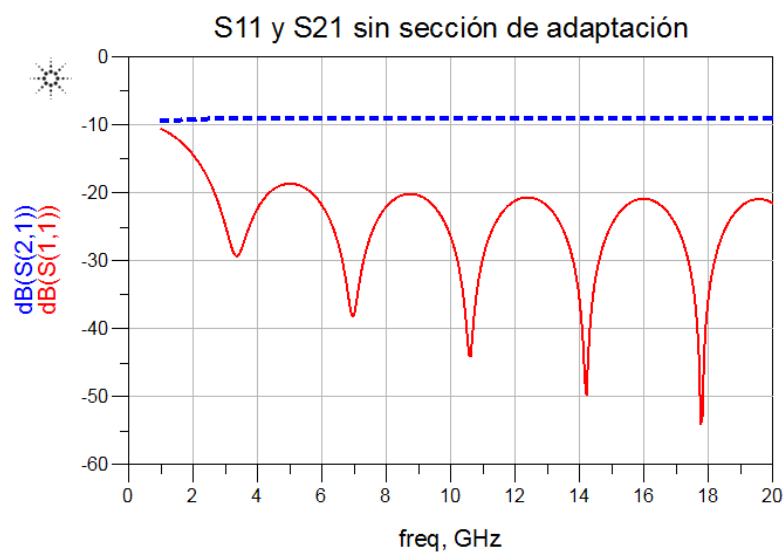


FIGURA 3-5 PARÁMETROS S OBTENIDOS

Para llevar la impedancia a la entrada (12.5 Ω) a una impedancia estándar (50 Ω), tenemos que añadir otra red de adaptación.

En la Figura 3-6 se muestran las dos redes de adaptación, ambas redes son simuladas con líneas microstrip con una pérdida de $\tan \delta = 0.017$. Los parámetros S11 obtenidos se muestran en la Figura 3-7 comparando con los resultados del caso anterior.

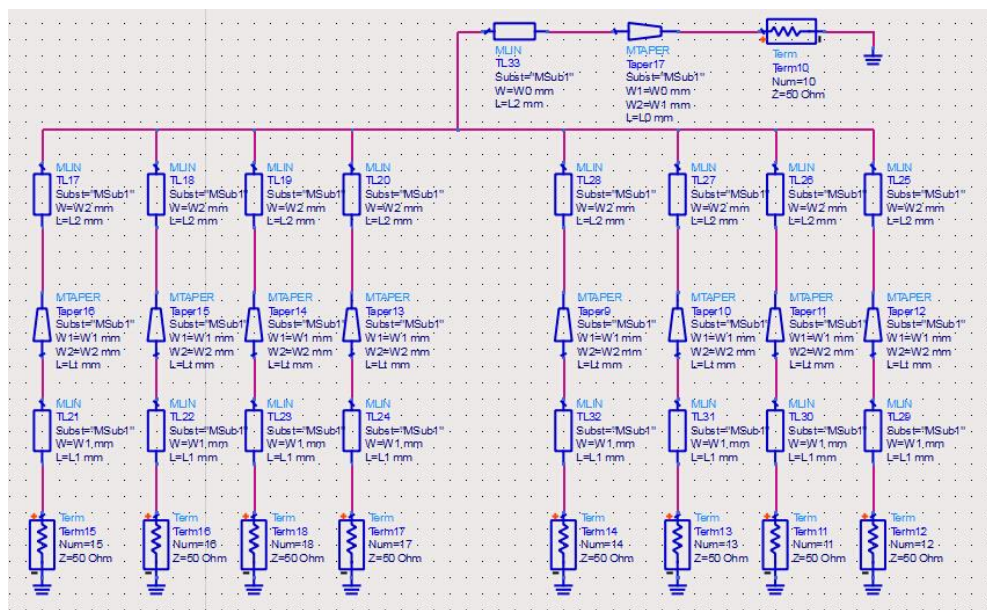


FIGURA 3-6 ESQUEMÁTICO DE LA RED DE ADAPTACIÓN CON EL PUERTO PRINCIPAL ADAPTADO

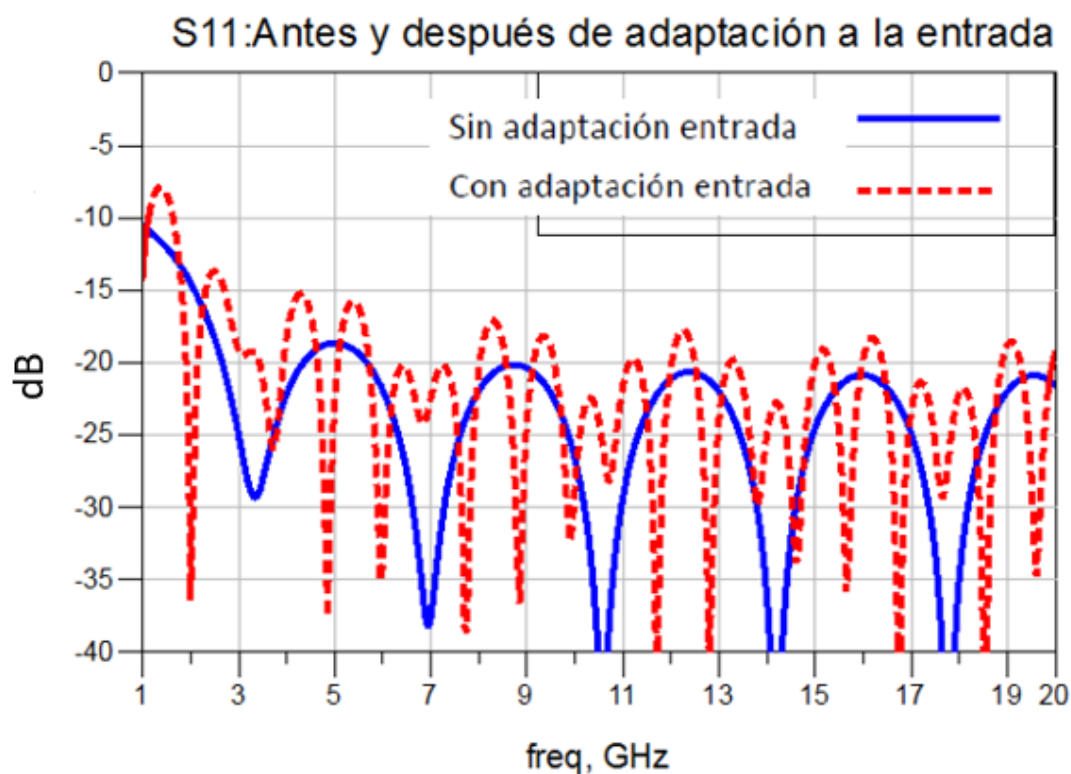


FIGURA 3-7 COMPARACIÓN ENTRE LAS DOS REDES DE ADAPTACIÓN

3.1.1 Adaptación lineal comparada con otras técnicas

Aparte de simular la adaptación lineal, la técnica usada en [2], se ha hecho un estudio sobre otras técnicas de adaptación con el fin de optar una adaptación de mejor comportamiento teniendo en cuenta los requerimientos y las limitaciones del diseño.

Las técnicas de adaptación estudiadas son: la adaptación Chebyshev [5] de orden 3 y 4 y la adaptación Klopfenstein [7]. En Figura 3-8 se muestra un ejemplo del transformador de impedancias Klopfenstein.

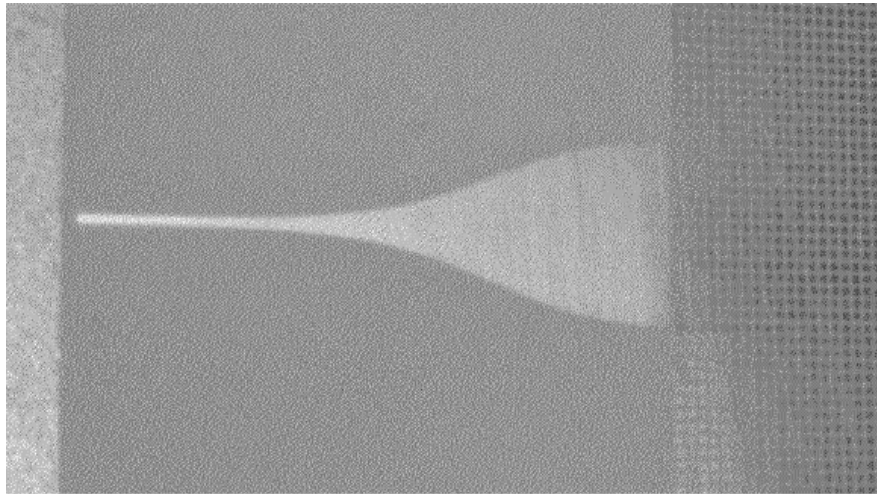


FIGURA 3-8 EJEMPLO ADAPTACIÓN KLOPFENSTEIN [110]

Debido a la limitación de la herramienta ADS, la curvatura del transformador Klopfenstein se ve obligada a ser representada en secciones de pequeña longitud. Cuanto mayor número de secciones mejor es la aproximación a la curvatura. En nuestro caso la curvatura es dividida en 20 secciones. En la Figura 3-9 se muestra el *layout* del transformador diseñado.

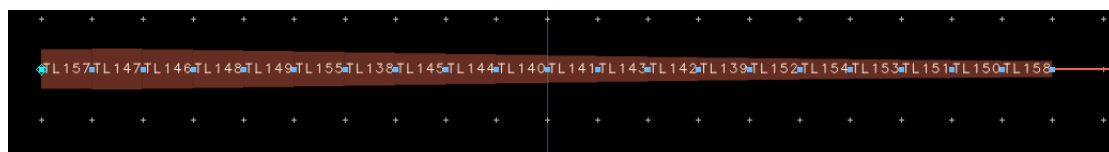


FIGURA 3-9 ADAPTACIÓN KLOPFENSTEIN SIMULADO EN ADS

En la Figura 3-10 se muestra la comparación entre las distintas adaptaciones de impedancias desarrolladas:

- Adaptación lineal
- Chebyshev orden 3
- Chebyshev orden 4
- Klopfenstein.

Comparación: Lineal, Chev N3, Chev N4 y Klopfenstein

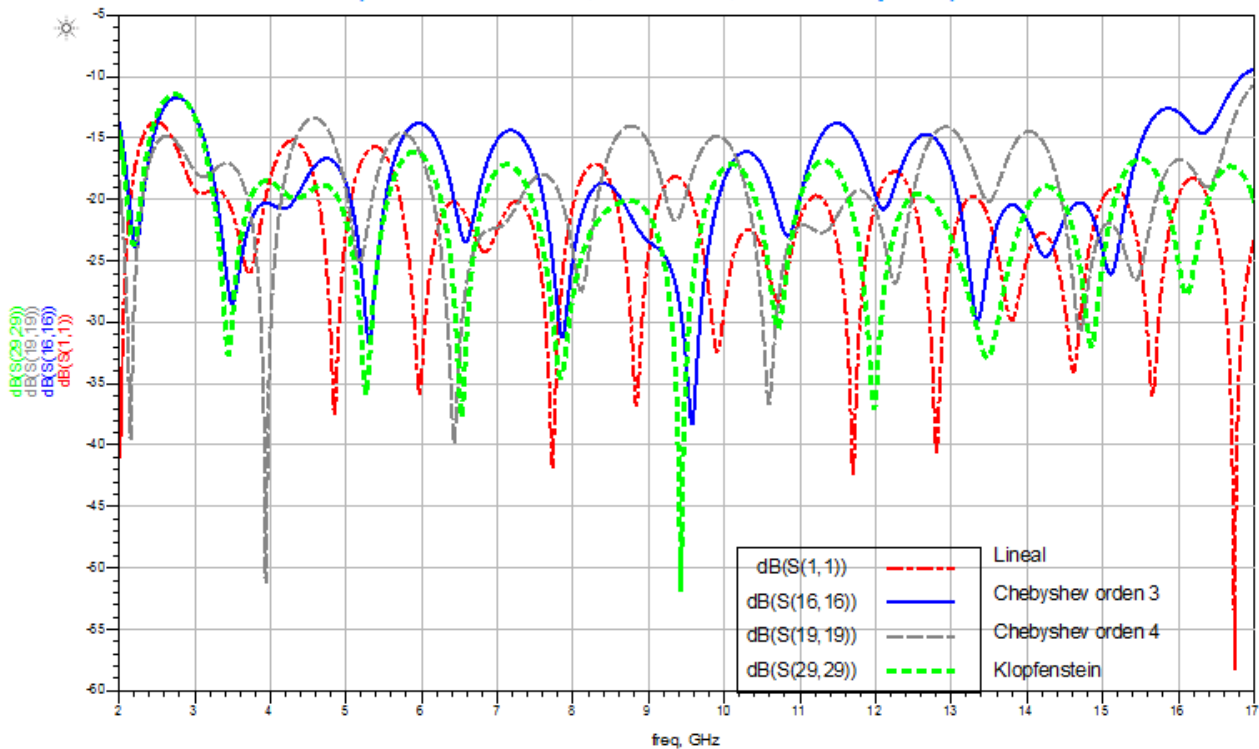


FIGURA 3-10 COMPARACIÓN ENTRE LAS CUATRO REDES DE ADAPTACIÓN DESARROLLADAS

Se puede considerar que la adaptación Klopfenstein posee mejores resultados, sin embargo tiene mayor complejidad a la hora de simular y construir. Entre las tres opciones restantes, aunque la adaptación Chebyshev tiene un mejor comportamiento en determinados rangos de frecuencias, se considera que es mejor utilizar la adaptación lineal por su planicidad en un rango amplio y la simplicidad de diseño.

Este modelo simulado anteriormente no es real, ya que el microstrip del puerto central no se puede conectar a las salidas de esta simple manera. Físicamente hablando, la parte que une las salidas y la entrada es un parche circular, el comportamiento de esta unión se analiza en la siguiente sección.

3.2 Análisis de junction

La unión (*junction*) entre el coaxial y el parche circular se emplea en numerosas ocasiones como alimentación de las antenas o combinadores de potencia. Antes de construir el modelo de *junction* en *full wave*, se estudia el modelo analítico equivalente para entender su comportamiento.

3.2.1 Circuito equivalente

El circuito equivalente al junction de un coaxial y un parche circular es planteado en [8]. En la Figura 3-11 se muestra dicho circuito [2].

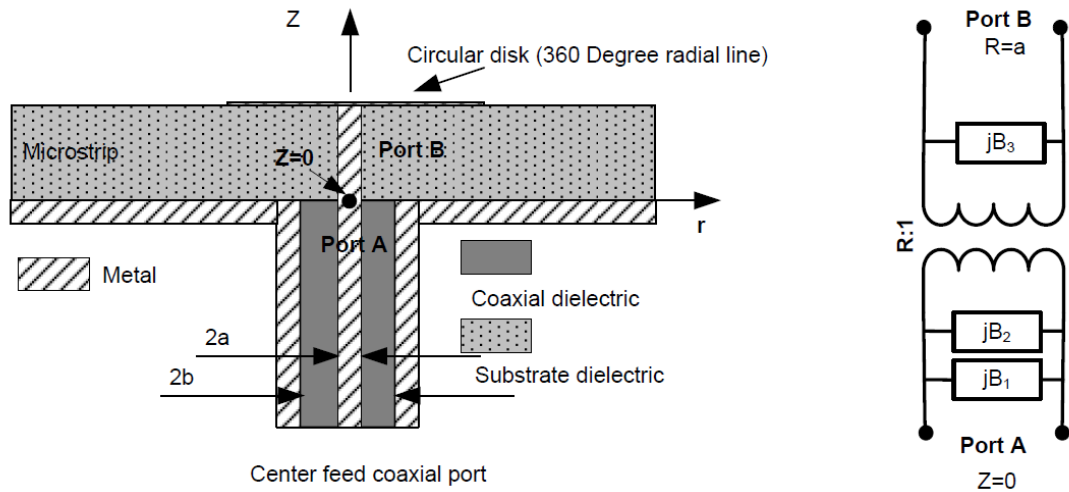


FIGURA 3-11 ESQUEMÁTICO DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL JUNCTION [2]

A la hora de diseñar un combinador de potencia, es muy importante encontrar la impedancia de la entrada del puerto central. En esta sección se verá que si la dimensión eléctrica es muy pequeña (ka, kb y $kh \ll 1$, siendo $k = 2\pi/\lambda$, h el grosor del sustrato, a y b radios mostrados en la Figura 3-11), la impedancia vista desde el coaxial es la misma que la que se ve desde el parche circular. Sin embargo, en la práctica estos parámetros no son suficientemente pequeños, de esta manera un circuito equivalente que relaciona el parche circular y el coaxial es extremadamente útil.

En general, la impedancia de entrada del parche circular es compleja, pero si el radio del parche circular es suficientemente grande, la parte imaginaria de esta impedancia puede ser despreciada, y la parte real se puede calcular mediante la siguiente fórmula:

$$Z_{j,Re} = \frac{h}{2\pi b} \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon_r \cdot \epsilon_0}} \quad (3.2.1)$$

Hay que tener en cuenta que para un radio del parche circular muy pequeño, la parte imaginaria deja de ser despreciable, sin embargo, si aumentamos el radio demasiado, puede tener un efecto negativo en la adaptación, como consecuencia puede tener una disminución del ancho de banda.

Si se considera que $h = 0.305$ mm, $a = 1.5$ mm y $b = 2.1$ mm, para la frecuencia inferior y superior 2 GHz y 17 GHz respectivamente. Los parámetros citados anteriormente son los siguientes:

| | 2 GHz | 17 GHz |
|-----------|----------|---------|
| λ | 101.1 mm | 11.9 mm |
| k | 62.13 | 528.1 |
| kh | 0.0189 | 0.1611 |
| ka | 0.0932 | 0.7922 |
| kb | 0.1305 | 1.109 |

TABLA 3-1 TABLA DE VALORES DEL CIRCUITO EQUIVALENTE

Esto significa que para distintas frecuencias tendremos impedancias distintas en el punto de conexión.

Para determinar el circuito equivalente, se considera la admitancia de entrada en el puerto coaxial ($z = 0$) para dos cargas distintas: adaptación perfecta y cortocircuito en $r = c$ ($c > b$).

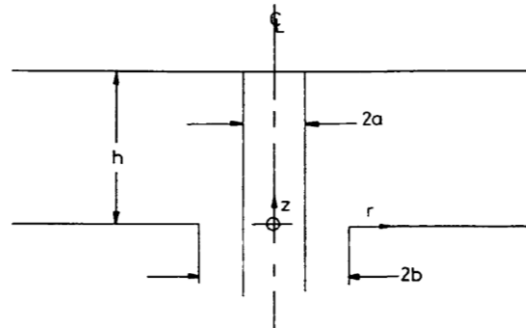


FIGURA 3-12 ESTRUCTURA JUNCTION [2]

Los parámetros del circuito equivalente se pueden calcular a través de [8]:

$$B_1 = -\frac{2\pi}{\eta_0 \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)} \cdot \cot(kh) \quad (3.2.2)$$

$$B_2 = \frac{4\pi}{kh \cdot \eta_0 \cdot \ln^2\left(\frac{b}{a}\right)} \cdot \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{q_m^2} \cdot \frac{K_0(q_m \cdot kb)}{K_0(q_m \cdot ka)} \cdot (I_0(q_m ka) \cdot K_0(q_m kb) - I_0(q_m kb) \cdot K_0(q_m ka)) \quad (3.2.3)$$

$$B_3 = \frac{2\pi \cdot ka}{\eta_0 kh} \cdot \frac{J_1(ka) \cdot Y_0(kb) - J_0(kb) \cdot Y_1(ka)}{J_0(ka) \cdot Y_0(kb) - J_0(kb) \cdot Y_0(ka)} \quad (3.2.4)$$

$$R = \frac{\frac{2}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)}{J_0(ka) \cdot Y_0(kb) - J_0(kb) \cdot Y_0(ka)} \quad (3.2.5)$$

Donde:

$$q_m = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{kh}\right)^2 - 1} \quad (3.2.6)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (3.2.7)$$

Siendo η_0 la impedancia intrínseca del espacio libre y $J_0, J_1, Y_0, Y_1, I_0, K_0$ funciones *Bessel* y funciones *Bessel* modificadas.

Si ahora se considera que $b = 2.1 \text{ mm}$, el sustrato a utilizar es el RT/D 5880 cuyo grosor es 0.305 mm y la constante dieléctrica es 2.2, aplicando las fórmulas (3.2.2)-(3.2.4) para frecuencias entre 2~18 GHz, los valores equivalentes de B1, B2 y B3 para distintos valores de a se representan en la Figura 3-13.

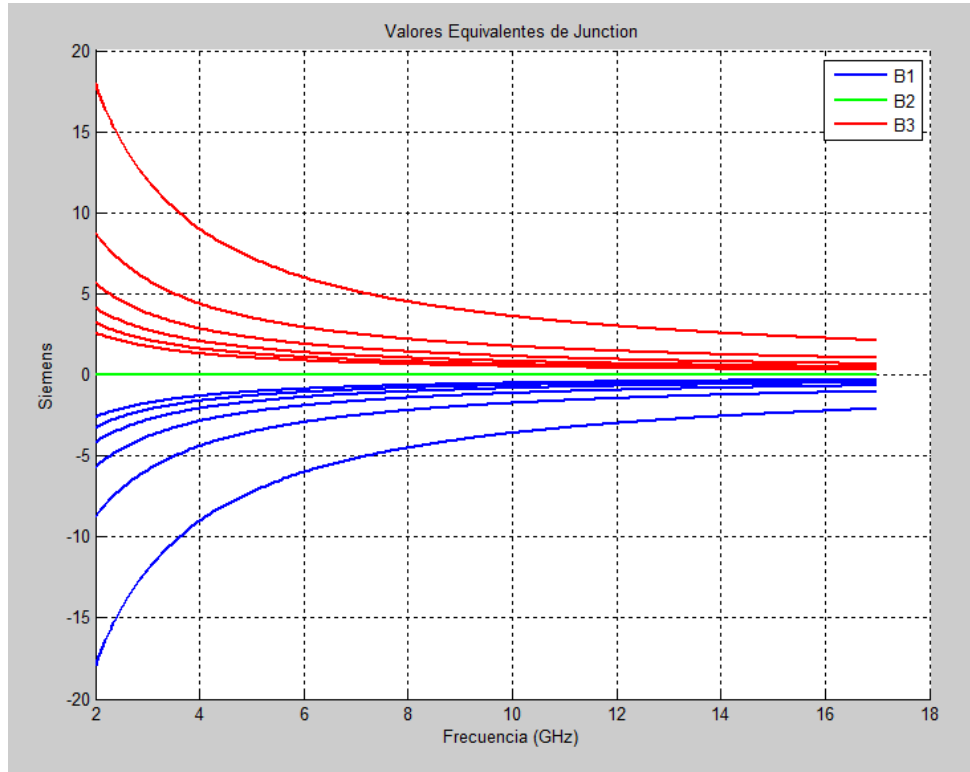


FIGURA 3-13 VALORES EQUIVALENTES DEL JUNCTION PARA VALORES DE A Y B CONCRETOS

Como se observa en la figura anterior, para frecuencias de 2~18 GHz, $B_2 \approx 0$.

Una vez obtenido los valores de las susceptancias, se puede calcular la impedancia en el puerto coaxial mediante la siguiente fórmula:

$$Z_{jc} = \frac{1}{\frac{1}{R^2 Z_j} + j(B_1 + B_2 + \frac{B_3}{R^2})} \quad (3.2.8)$$

Donde Z_j es la impedancia del parche circular.

En la Figura 3-14 se representa el ratio entre la parte imaginaria y la parte real de la Z_{jc} para $Z_j = 1 \Omega$. Se puede ver que se incrementa con la frecuencia, sin embargo es relativamente pequeño por lo cual se puede despreciar.

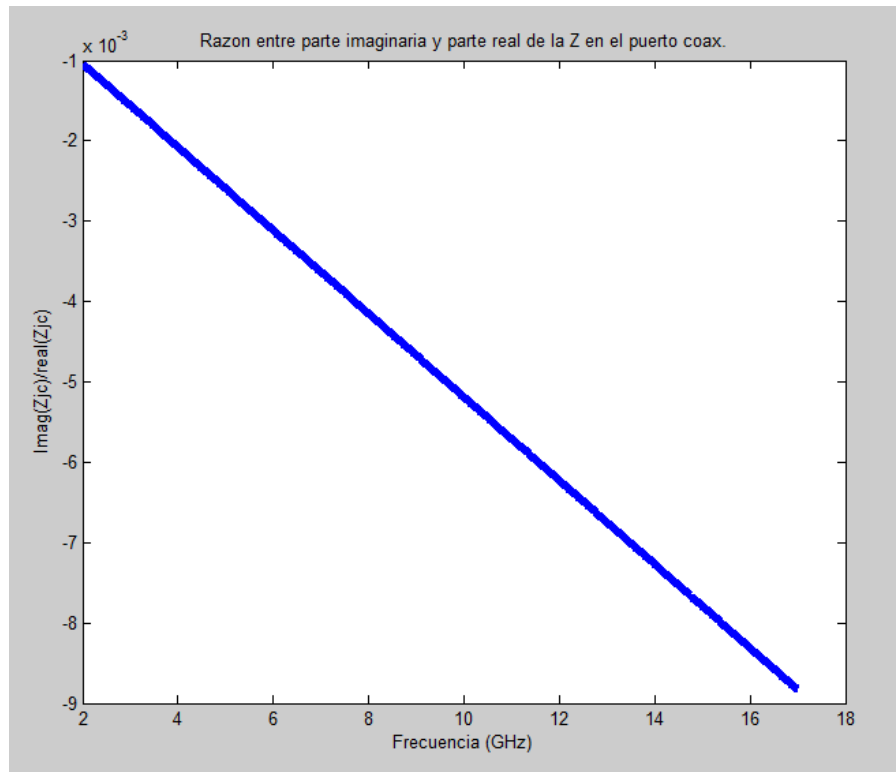


FIGURA 3-14 RAZÓN ENTRE LA PARTE IMAGINARIA Y LA PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA VISTA DESDE EL PUERTO COAXIAL

Basándose en los cálculos anteriores, se puede llegar a la conclusión de que $Z_{jc} \cong Z_j$ si las dimensiones eléctricas son suficientemente pequeñas, (k_a, k_b y $k_h \ll 1$, siendo $k = 2\pi/\lambda$). En la Figura 3-15 se muestra el valor de la impedancia vista desde el puerto coaxial (Z_{jc}) frente a la frecuencia para $Z_j = 1 \Omega$.

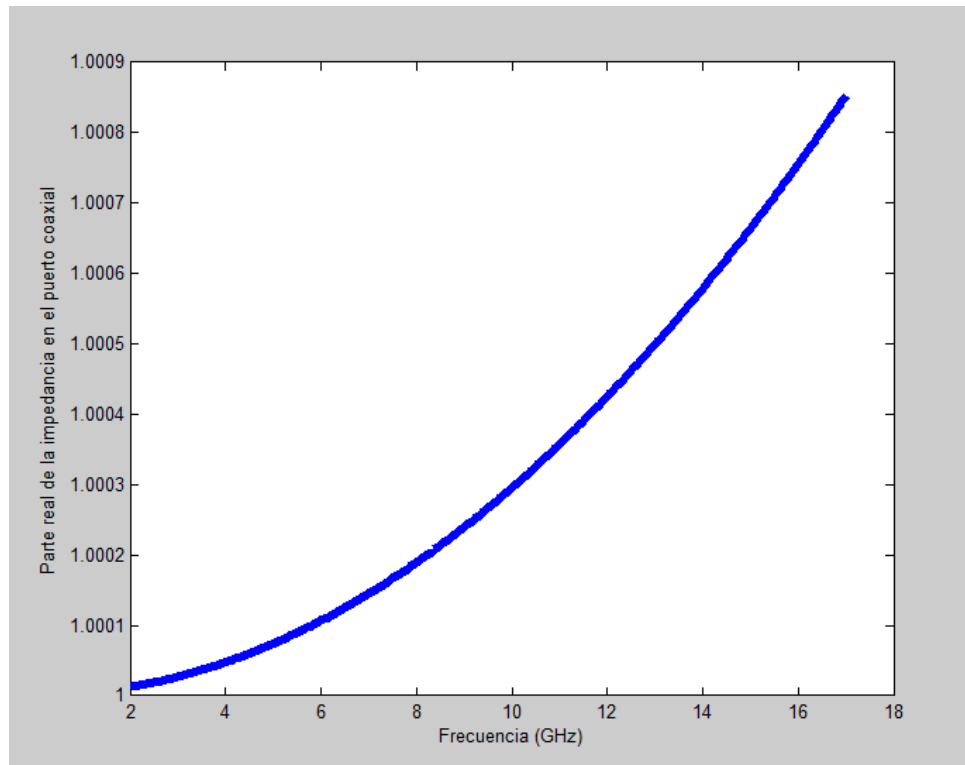


FIGURA 3-15 IMPEDANCIA VISTA DESDE EL PUERTO COAXIAL

Si ahora calculamos la parte real de la impedancia vista desde el puerto coaxial (Z_{jc}) para $Z_j = 12.5 \Omega$, los resultados son los siguientes:

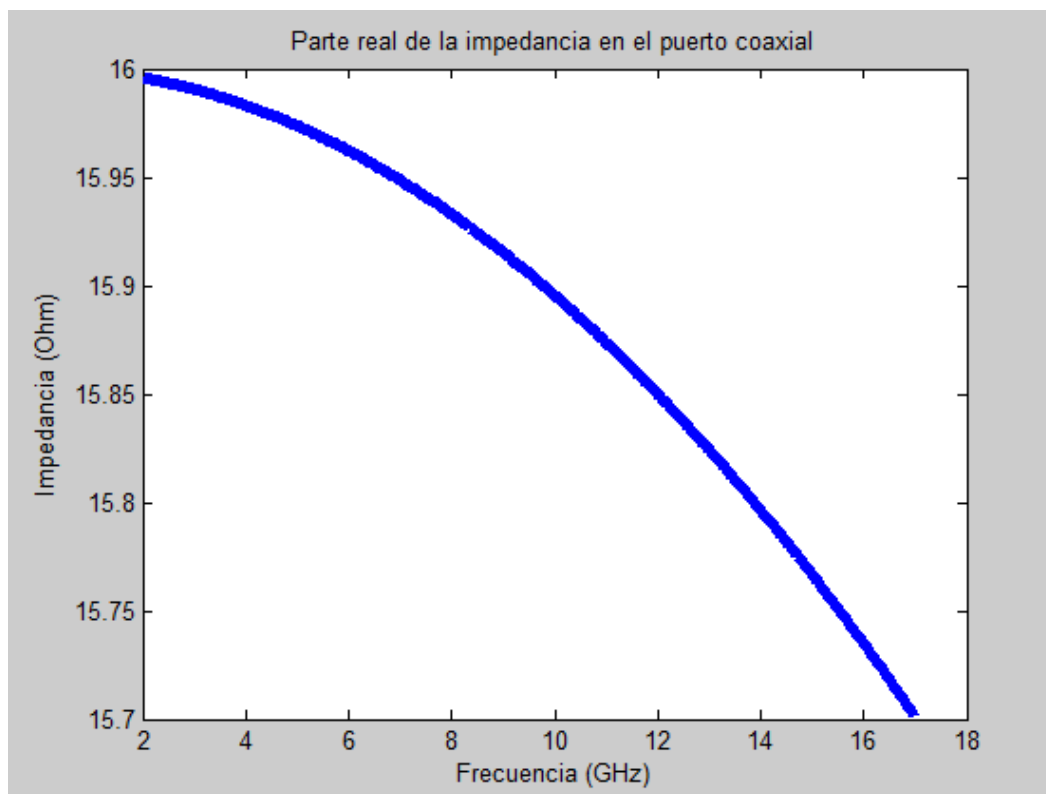


FIGURA 3-16 IMPEDANCIA VISTA DESDE EL PUERTO COAXIAL PARA $Z_j=12.5 \Omega$

Como se observa, la impedancia vista desde el puerto coaxial sufre una pequeña variación a distintas frecuencias. Si hallamos la razón entre la parte imaginaria y la parte real de dicha impedancia, vemos que la parte imaginaria puede dejar de ser despreciable a frecuencias altas, tal como se puede ver en la Figura 3-17.

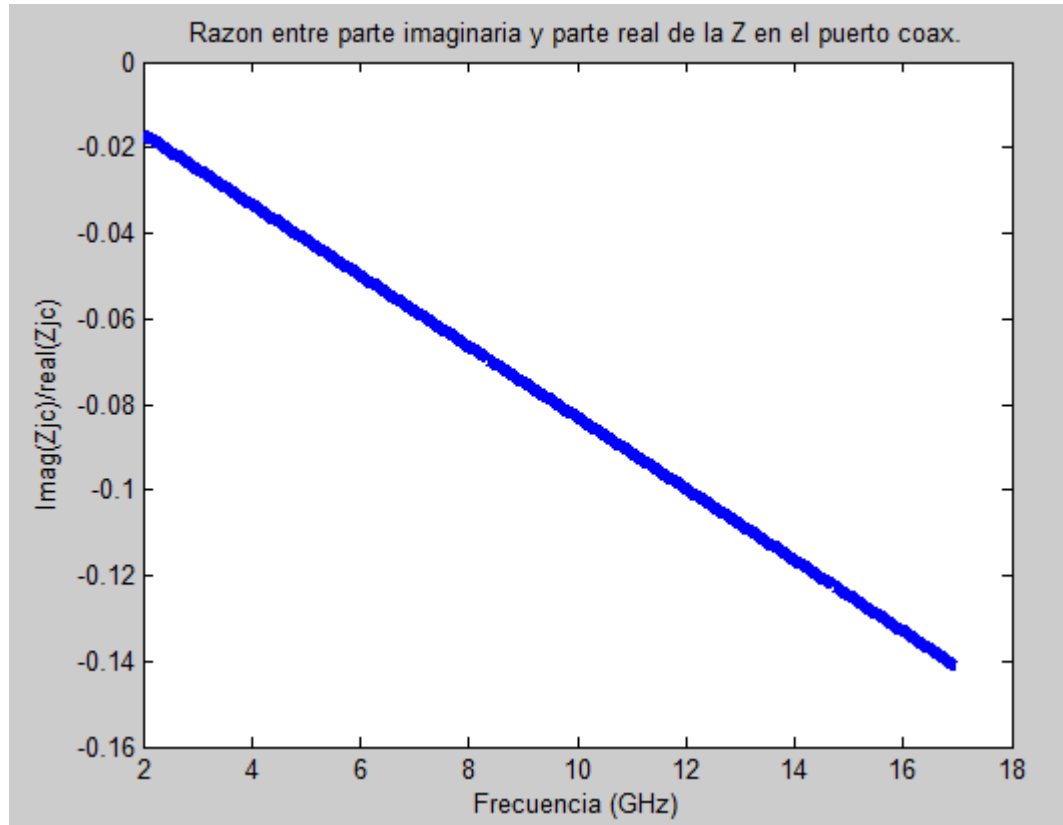


FIGURA 3-17 RAZÓN ENTRE LA PARTE IMAGINARIA Y LA PARTE REAL DE LA IMPEDANCIA VISTA DESDE EL PUERTO COAXIAL PARA $Z_J=12.5 \Omega$

3.2.2 Análisis full wave

Para ver el efecto del *junction* con más precisión se realiza una simulación *full wave*. Una de las herramientas que permite realizar este tipo de simulación es el *CST Studio Suite*. En esta simulación los efectos de los modos de orden superior y otros parámetros son contemplados.

Los valores de los parámetros empleados son:

| | |
|---|----------|
| Grosor sustrato | 0.305 mm |
| Grosor pista | 0.017 mm |
| Pérdida Tan δ | 0.017 |
| Constante dieléctrica del sustrato | 2.2 |
| Constante dieléctrica de la línea de transmisión (Teflón) | 2.1 |

TABLA 3-2 VALORES DE LOS PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN

El *junction* de 8 salidas construido se muestra en la siguiente figura:

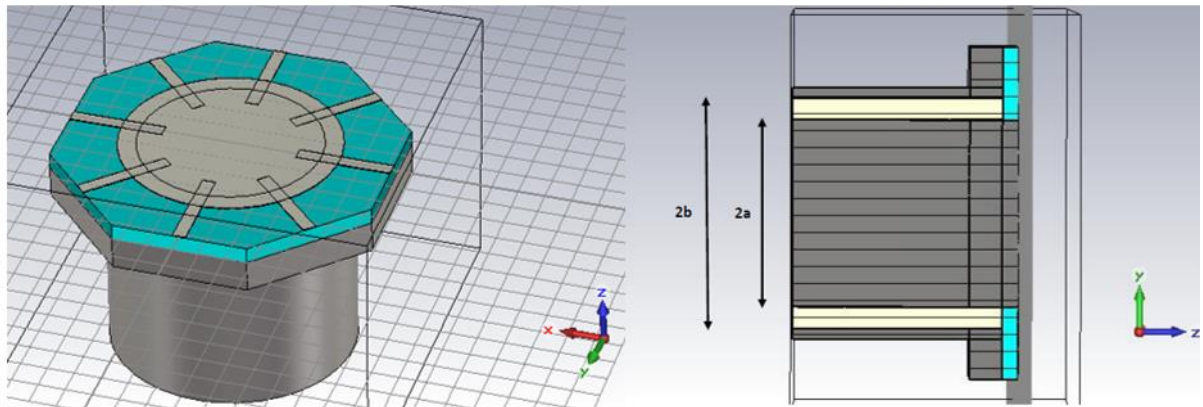


FIGURA 3-18 SIMULACIÓN FULL WAVE DE JUNCTION

Los parámetros S se muestran en la siguiente figura:

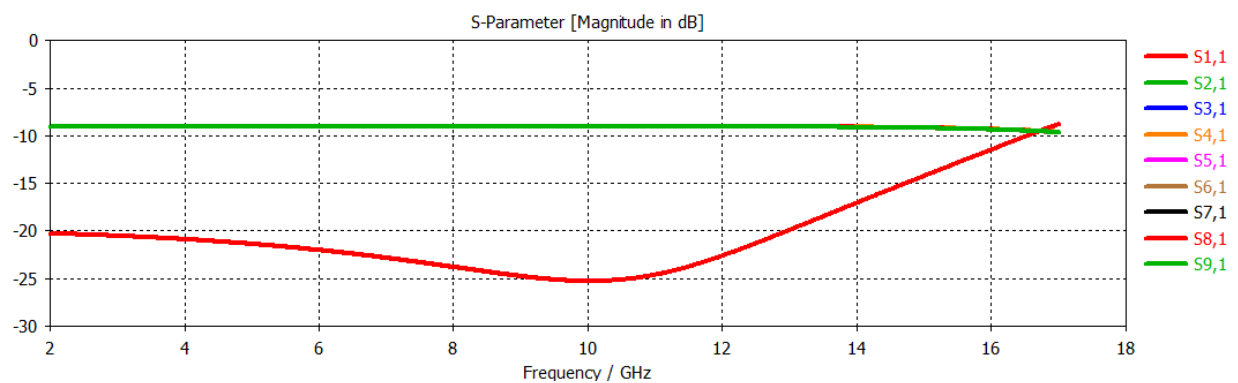


FIGURA 3-19 PARÁMETROS S OBTENIDOS TRAS LA SIMULACIÓN

Para poder ver el comportamiento del combinador completo, integramos estos resultados en el esquemático ADS. Para ello, se exportan los resultados al ADS mediante el fichero *touchstone*, sustituyendo a la unión ideal de las simulaciones anteriores. El esquemático final se muestra en la siguiente figura:

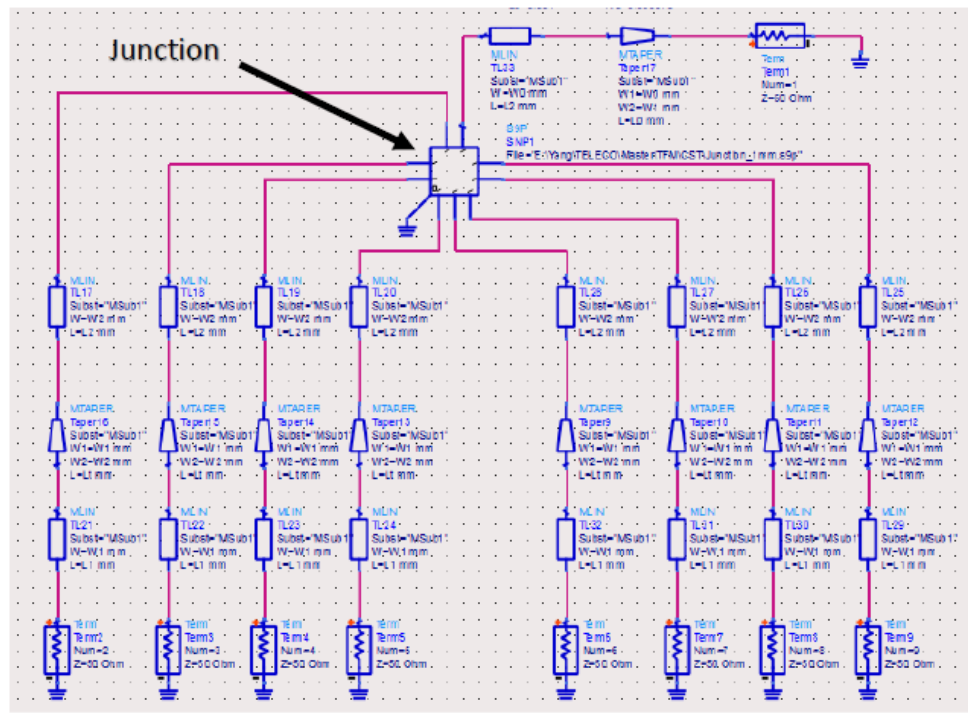


FIGURA 3-20 ESQUEMÁTICO EN ADS CON JUNCTION INCORPORADO

Una vez incorporado la parte *junction*, se puede realizar una comparación entre el combinador ideal y el combinador real con *junction* incorporado. Como resultado, los parámetros S se muestran en la Figura 3-21.

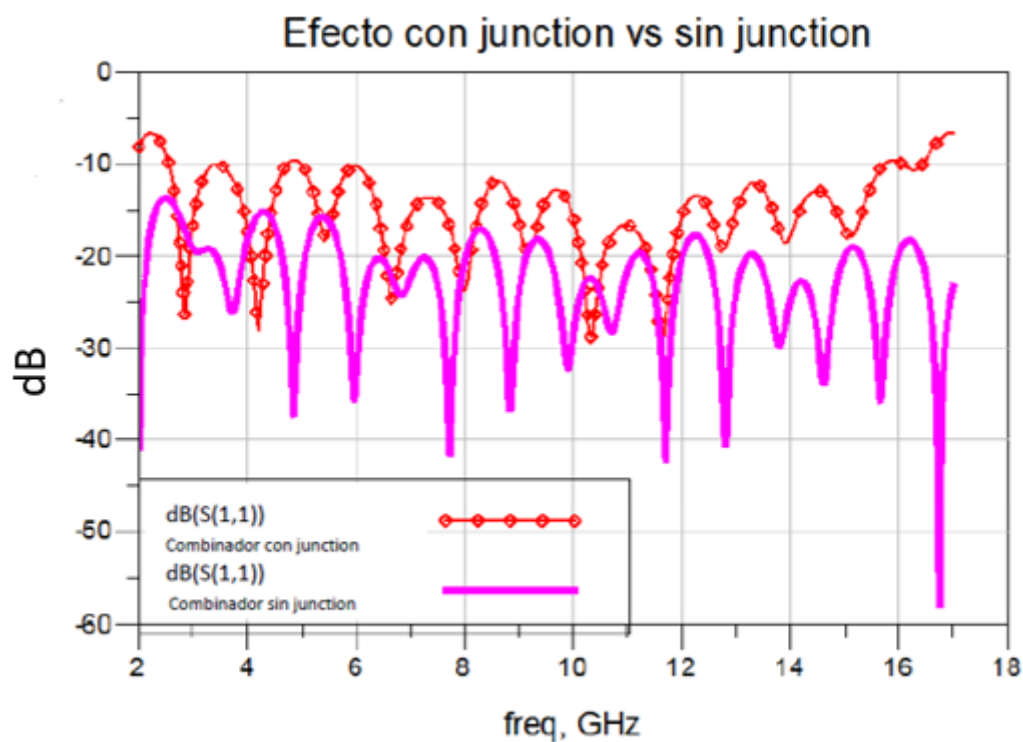


FIGURA 3-21 COMPARACIÓN ENTRE COMBINADOR IDEAL Y COMBINADOR REAL CON JUNCTION INCORPORADO

3.3 Adaptación a la entrada

Para adaptar la impedancia del puerto central ($50\ \Omega$) a la impedancia de la entrada del *junction* ($12.5\ \Omega$), se necesita una adaptación de ratio 4 de banda ancha ($2\sim 17\ \text{GHz}$). Hasta ahora hemos simulado esta línea en ADS como microstrip, que es imposible llevarlo a la práctica ya que el puerto central es perpendicular al parche circular. Para solventar este problema, se emplea un cable coaxial. Con el fin de encontrar mejores resultados, se ha diseñado el coaxial con dos tipos de adaptación distintos: adaptación lineal y adaptación multi-step [2].

En la Figura 3-22 se muestra un coaxial con adaptación lineal:

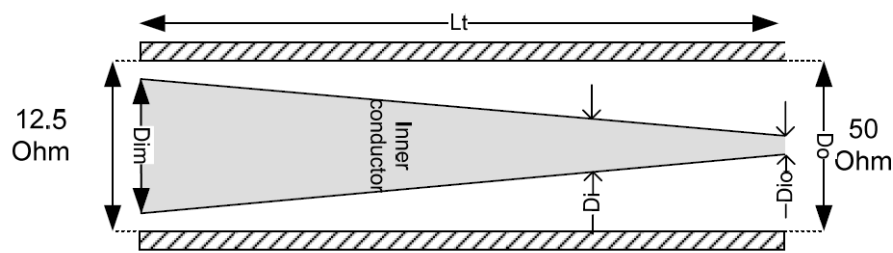


FIGURA 3-22 ADAPTACIÓN LINEAL EN EL PUERTO PRINCIPAL [2]

Los diámetros D_{im} y D_o usados en [2] se muestran en la siguiente tabla:

| | 12.5 Ω | 50 Ω |
|------------------------|---------------|-------------|
| Diámetro interior (mm) | 3.5 | 2 |

TABLA 3-3 VALORES DE LOS DIÁMETROS CALCULADOS

Otro parámetro que se podría ajustar es la longitud de la pista L_t , en [2] se ha escogido una longitud de 41.25 mm.

Aparte de la adaptación lineal, también se puede emplear una adaptación multi-step, en la Figura 3-23 se muestra una adaptación de orden 4.

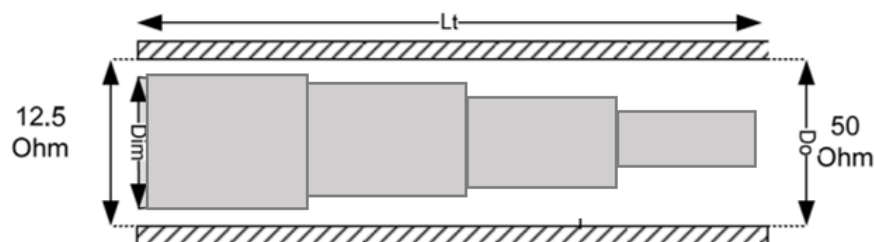


FIGURA 3-23 ADAPTACIÓN CHEBYSHEV ORDEN 4 EN EL PUERTO PRINCIPAL [2]

Aunque este modelo puede ser más fácil a la hora de construir, sin embargo para lograr el mismo nivel de adaptación el coaxial multi-step necesita una longitud mayor que el coaxial lineal. Para demostrarlo se ha diseñado dos coaxiales de misma longitud empleando ambas técnicas (lineal y Chebyshev de orden 4). En la siguiente figura se comparan los resultados obtenidos en ADS.

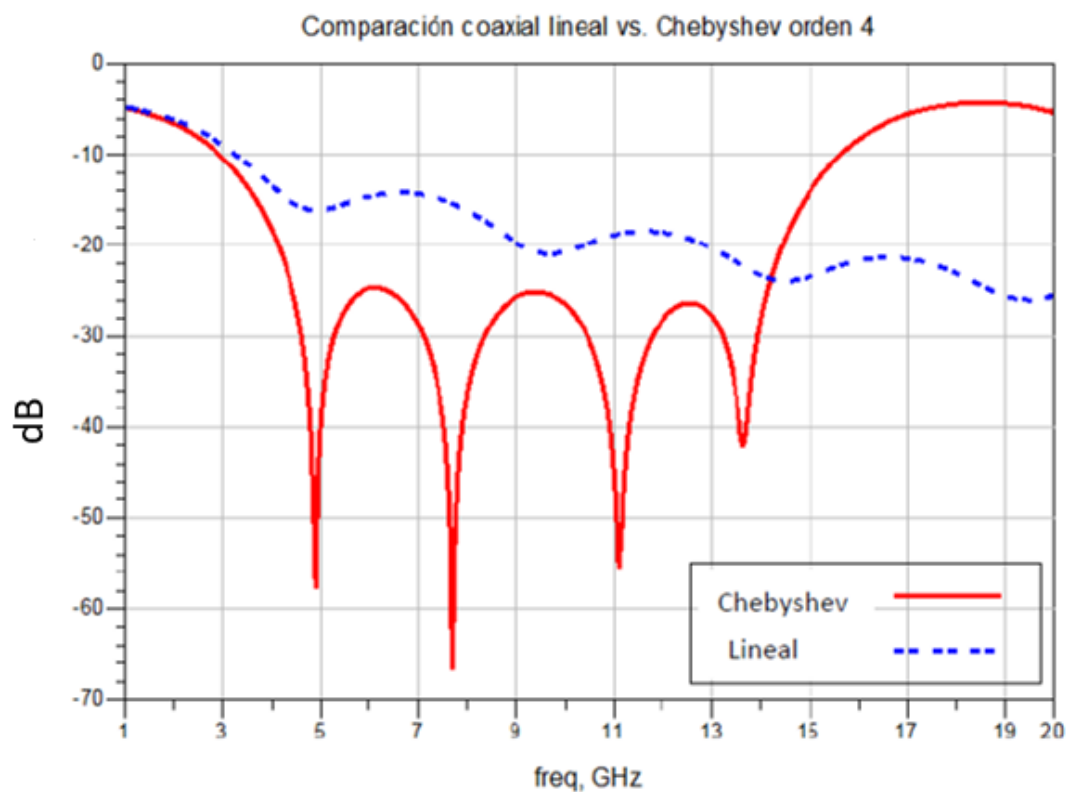


FIGURA 3-24 COMPARACIÓN DE LOS RESULTADOS DE LA ADAPTACIÓN LINEAL Y ADAPTACIÓN CHEBYSHEV

Como se ha de notar, la adaptación Chebyshev de orden 4 sufre una mayor degradación en altas frecuencias. Para lograr un mayor ancho de banda se ha optado la adaptación lineal.

3.4 Simulación completa

Una vez visto el diseño por partes, se simulará el diseño completo. Para unir el coaxial con el parche circular se ha añadido una línea de transmisión de dieléctrico, en este caso el material elegido es teflón. Este hecho puede facilitar al montaje mecánico. La longitud de esta línea (L_{tf}) debe mantenerse lo más bajo posible para minimizar las pérdidas. La estructura de la unión se ilustra en la Figura 3-25 [2].

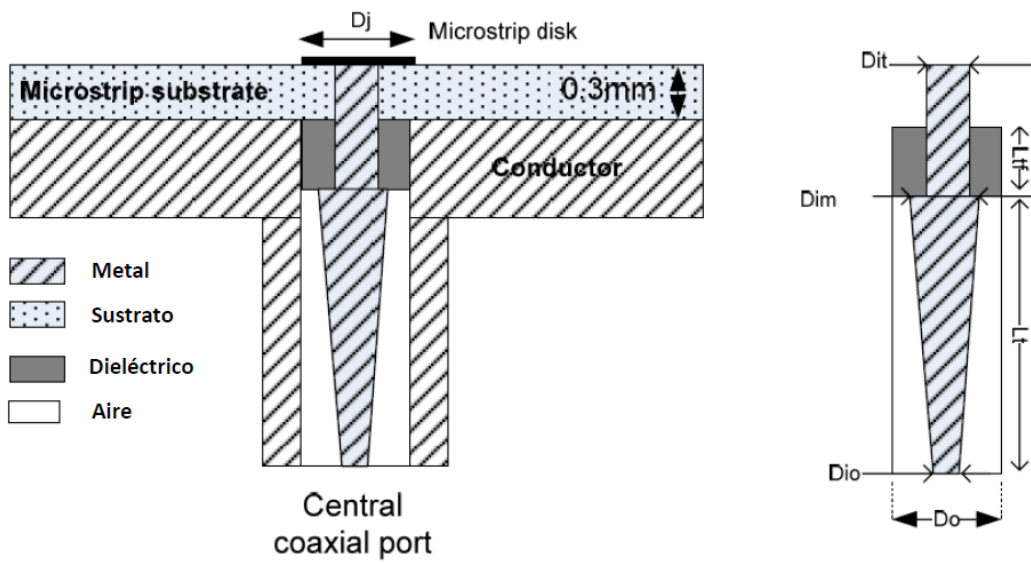


FIGURA 3-25 ESTRUCTURA COMPLETA DEL COMBINADOR/DIVISOR [2]

Los parámetros utilizados en el diseño son:

| Parámetro | Valor (mm) |
|---|------------|
| Grosor sustrato | 0.305 |
| Grosor pista microstrip | 0.017 |
| Diámetro interior lado 50 Ω (Dio) | 2 |
| Diámetro exterior (Do) | 4.2 |
| Longitud microstrip lineal (Lm) | 32 |
| Longitud línea de transmisión dieléctrica (Ltf) | 4.25 |
| Longitud coaxial lineal (Lt) | 41.25 |
| Longitud pista microstrip | 32 |
| Diámetro interior del coaxial en junction (Dit) | 3.1 |
| Diámetro interior del coaxial después de teflón (Dim) | 3.5 |
| Diámetro parche circular (Dj) | 3.9 |

TABLA 3-4 VALORES CONSTANTES DEL DISEÑO

En la Figura 3-26 se muestra el modelo completo construido en *CST Studio Suite*.

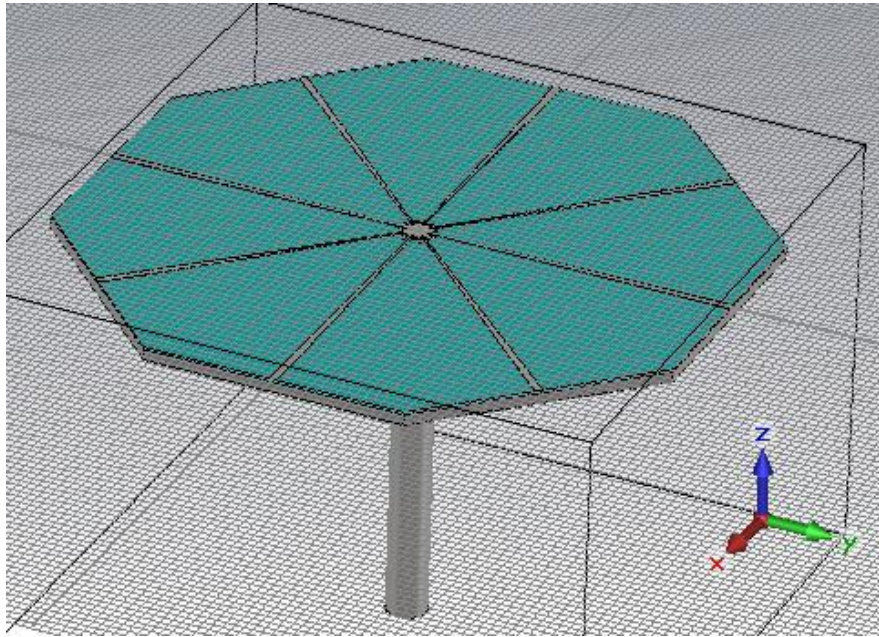


FIGURA 3-26 COMBINADOR/DIVISOR DE POTENCIA CONSTRUIDA EN CST STUDIO

Los parámetros S obtenidos se muestran en la Figura 3-27.

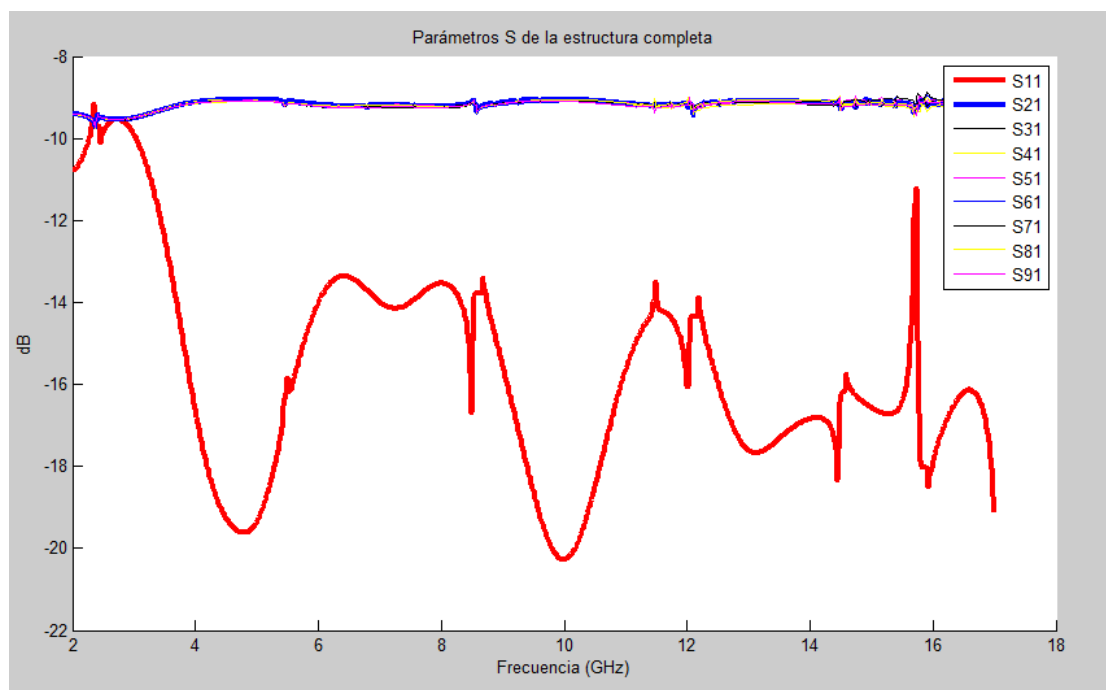


FIGURA 3-27 PARÁMETROS S DE LA ESTRUCTURA

4. Diseño del combinador de 6 puertos

En esta sección se explicará todos los detalles acerca del diseño de un combinador o divisor radial de 6 salidas centrado a 3.6 GHz. Se intenta obtener un ancho de banda lo más amplio posible.

4.1 Selección previa

En base al estudio realizado sobre [2], en nuestro diseño se ha empleado el mismo sustrato, donde los parámetros básicos del diseño son los siguientes:

| | |
|---------------------------|-------------|
| Nombre del sustrato | RT/D 5880 |
| Constante dieléctrica | 2.2 |
| Grosor sustrato | 0.305 mm |
| Grosor microstrip | 0.017 mm |
| Impedancia en las salidas | 50 Ω |
| Impedancia en la entrada | 50 Ω |

TABLA 4-1 VALORES EMPLEADOS PARA EL DISEÑO

Asumiendo una anchura mínima igual que en el ejemplo anterior, es decir, 0.1 mm. Esto implica a una Z_{ln} máxima de 137 Ω , siendo Z_{ln} la impedancia de las líneas de microstrip en el punto de la unión.

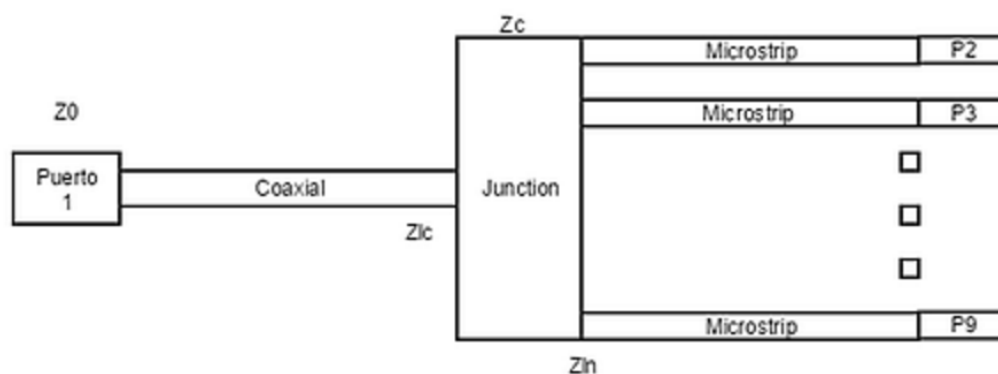


FIGURA 4-1 RED DE ADAPTACIÓN

Para este diseño se ha escogido una $Z_{ln} = 96 \Omega$ para evitar una anchura de pistas demasiado estrecha que puede impedir la eficiencia de la red. También se ha tenido en cuenta el ratio entre las impedancias a adaptar, es asequible tanto en adaptación de la salida como en la entrada central. La impedancia en las salidas es de 50 Ω , por lo cual el ratio de adaptación en la salida es aproximado a $\frac{96}{50} = 1.92 \approx 2$.

Por otro lado, puesto que $N=6$, lo que implica una impedancia $Z_{ln} = \frac{96}{6} = 16 \Omega$, el ratio de adaptación

en la entrada es $\frac{50}{16} = 3.125$. Estos valores son viables para una adaptación de impedancias en tecnología microstrip de rango de frecuencias amplio.

4.2 Red de adaptación

Tal como se había explicado en el capítulo 3, para diseñar un combinador/divisor de potencia se necesitan dos redes de adaptación, una para el puerto principal y otra para las salidas, en esta sección se recopilan las distintas técnicas estudiadas para diseñar el combinador/divisor de 6 puertos.

4.2.1 Adaptación a la entrada

En el puerto principal se necesita una adaptación de impedancias de 50Ω a 16Ω . Para llevar a cabo la adaptación se han considerado dos técnicas más comunes: adaptación lineal y adaptación Chebyshev.

4.2.1.1 Adaptación lineal

Como primer acercamiento se diseña una línea de transmisión lineal en ADS. En la figura siguiente se muestra es esquemático utilizado:

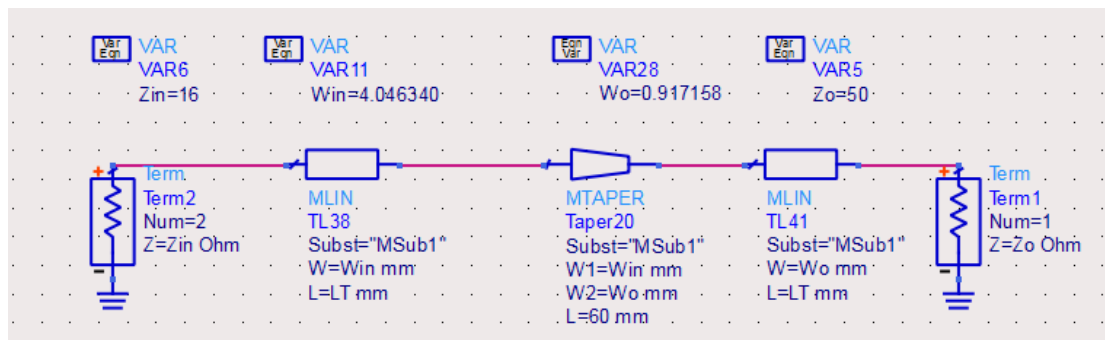


FIGURA 4-2 RED DE ADAPTACIÓN LINEAL EN EL PUERTO PRINCIPAL

Puesto que para este diseño no hay restricción sobre la longitud de la línea, se ha hecho una comparación entre dos líneas de longitud: 60 mm y 120 mm. Para ver el efecto de pérdida al variar la longitud de la línea de transmisión, se ha introducido una pérdida $\text{TanD} = 0.017$.

En la Figura 4-3 se muestran los parámetros S de las líneas de distintas longitudes.

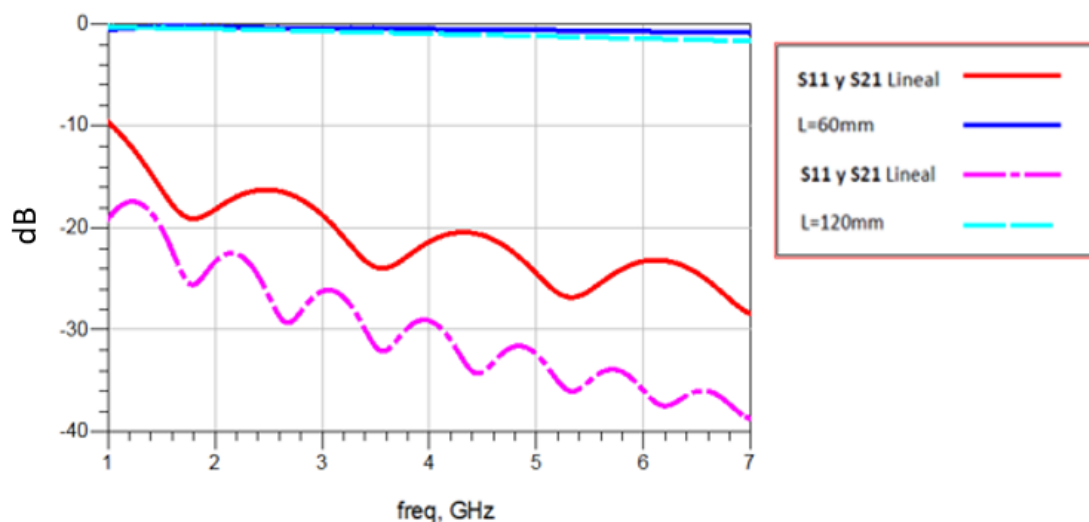


FIGURA 4-3 RESULTADO DE LA ADAPTACIÓN LINEAL

Como es de esperar, cuanto mayor es la longitud de pista, mejor adaptación habrá, sin embargo hay que tener el compromiso entre adaptación, pérdidas y tamaño.

4.2.1.2 Adaptación Chebyshev

De acuerdo con [5] se ha diseñado un transformador de Chebyshev orden 4. Las medidas de las 4 secciones de longitud $\lambda/4$ se muestran en la siguiente tabla:

| Impedancia (Ω) | Anchura (mm) | Longitud (mm) |
|-------------------------|--------------|---------------|
| 42.6 | 1.16 | 15.11 |
| 33 | 1.65 | 14.94 |
| 24.24 | 2.46 | 14.76 |
| 18.75 | 3.36 | 14.63 |

TABLA 4-2 VALORES DEL DISEÑO CHEBYSHEV ORDEN 4

En la siguiente figura se muestra el esquemático de la adaptación Chebyshev orden 4.

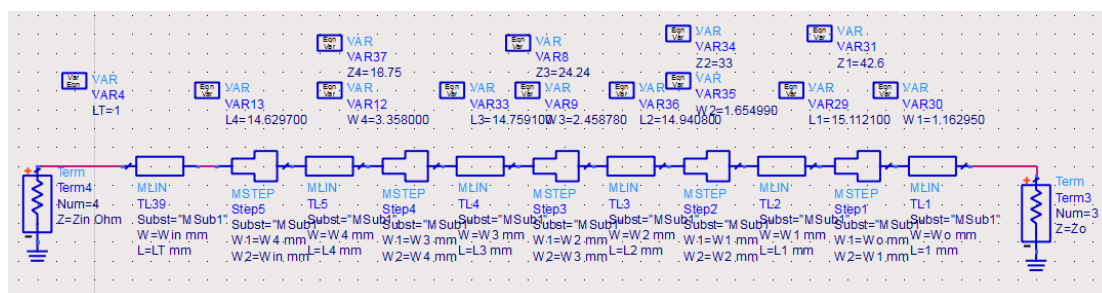


FIGURA 4-4 ESQUEMÁTICO DEL TRANSFORMADOR DE IMPEDANCIAS CHEBYSHEV ORDEN 4 EN ADS

En la Figura 4-5 se ha establecido una comparación entre la adaptación lineal con longitud de pista 60 mm, la adaptación Chebyshev orden 4 y la adaptación lineal con longitud de pista 120 mm, con pérdida $\text{TanD} = 0.017$.

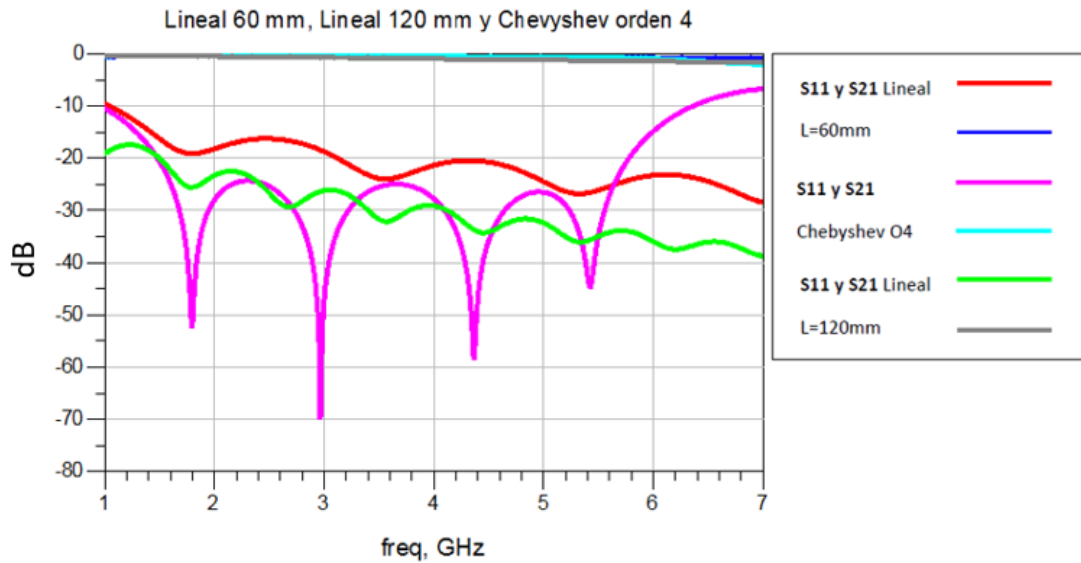


FIGURA 4-5 COMPARACIÓN ENTRE DISTINTAS TÉCNICAS DE ADAPTACIÓN DISEÑADAS EN EL PUERTO PRINCIPAL

La herramienta *CST Studio* nos permite analizar el comportamiento *full wave* de las líneas de transmisión. El cable coaxial es elegido para llevar a cabo la tarea de transformación de impedancias. Igual al ejemplo anterior, se ha diseñado un coaxial lineal y un coaxial multi-sección. Para ello, es necesario calcular los diámetros del coaxial.

La impedancia de la línea coaxial se puede calcular mediante la siguiente fórmula:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \log \frac{D_{ext}}{D_{int}} \quad (4.2.1)$$

Siendo D_{ext} y D_{int} el diámetro exterior e interior respectivamente y ϵ_r la constante dieléctrica.

Con el propósito de simplificar el diseño, el diámetro exterior del coaxial se mantiene constante, en este caso el diámetro exterior es 4.08 mm. Se ha escogido el aire como el material dieléctrico con el fin de minimizar las pérdidas, cuya constante dieléctrica $\epsilon_r = 1$.

El diámetro en cada extremo del coaxial es calculado mediante la fórmula (4.2.1) fijando la impedancia, en este caso concreto, 50 Ω y 16 Ω para la salida y la entrada a la parte *junction* respectivamente.

En el caso del coaxial lineal, dos diámetros son calculados: D_{im} y D_{io} . Estos parámetros son definidos en la Figura 4-6. En el caso del coaxial en Chebyshev orden 4, otros 4 diámetros son calculados (D_{c1-4}).

En la tabla siguiente se muestran los valores de estos diámetros:

| Parámetro | Valor (mm) | Parámetro | Valor (mm) |
|-----------|------------|-----------|------------|
| D_{im} | 3.12 | D_{c1} | 2.986 |
| D_{io} | 1.77 | D_{c2} | 2.725 |
| | | D_{c3} | 2.35 |
| | | D_{c4} | 2 |

TABLA 4-3 DIÁMETROS DE CONDUCTORES CALCULADOS PARA LA SIMULACIÓN EN CST

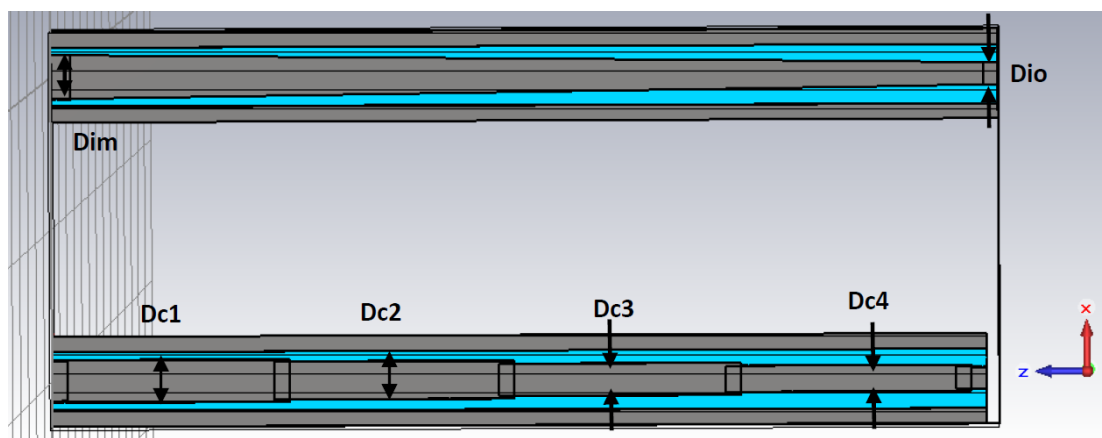


FIGURA 4-6 MODELO DEL COAXIAL CONSTRUIDO EN CST

Para poder establecer una comparación, los dos tipos de adaptaciones simulados en *CST Studio* tienen la misma longitud de 60 mm. Los parámetros S obtenidos se ilustran en la Figura 4-7.

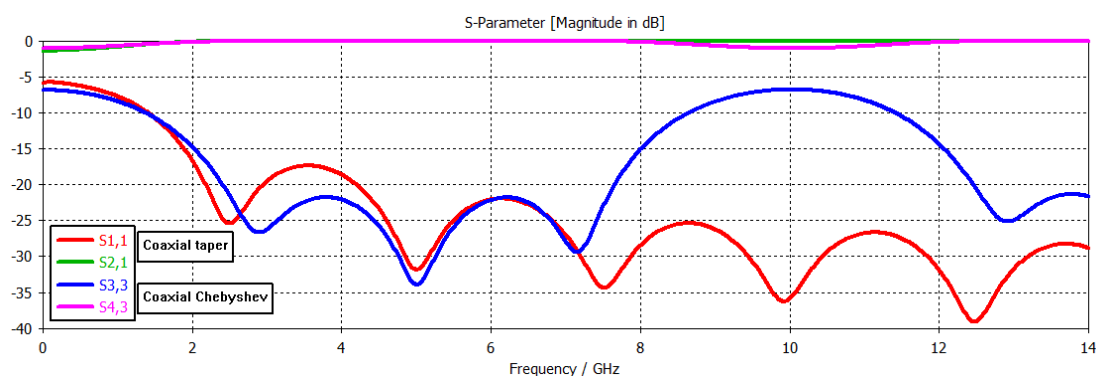


FIGURA 4-7 LA COMPARACIÓN DE LOS PARÁMETROS S DE LOS COAXIALES DISEÑADOS

Como se observa, para la misma longitud de pista, la adaptación lineal tiene un mejor comportamiento en frecuencias altas. Por lo cual se opta por la adaptación lineal para el puerto principal. Aunque la longitud del coaxial en el puerto principal no es una restricción en este diseño, se ha fijado una longitud de 60 mm para simulaciones más adelante. Esta longitud puede variar siempre y cuando teniendo en cuenta el compromiso que hay entre la pérdida y la adaptación, ya que con una mayor longitud de pista se puede conseguir mayor ancho de banda, sin embargo habrá mayor pérdida y una mayor dimensión de dispositivo.

4.2.2 Adaptación a las salidas

Una vez seleccionado la metodología de adaptación en el puerto principal, se ha de buscar una solución para adaptar los 6 puertos de salida, en este caso es una transformación de impedancias de 96Ω a 50Ω .

En principio no se ha establecido ningún criterio con respecto a la dimensión del combinador, pero la idea principal es que este diseño pueda servir como un elemento de apoyo a [9]. Se trata de una estructura con 6 antenas tipo parche incorporadas, cuya diagonal es alrededor de 66 mm. Esta magnitud es flexible ya que las salidas son conectadas a través de los cables. En la Figura 4-8 se muestra dicha estructura, donde en el sustrato superior, iría el combinador a diseñar.

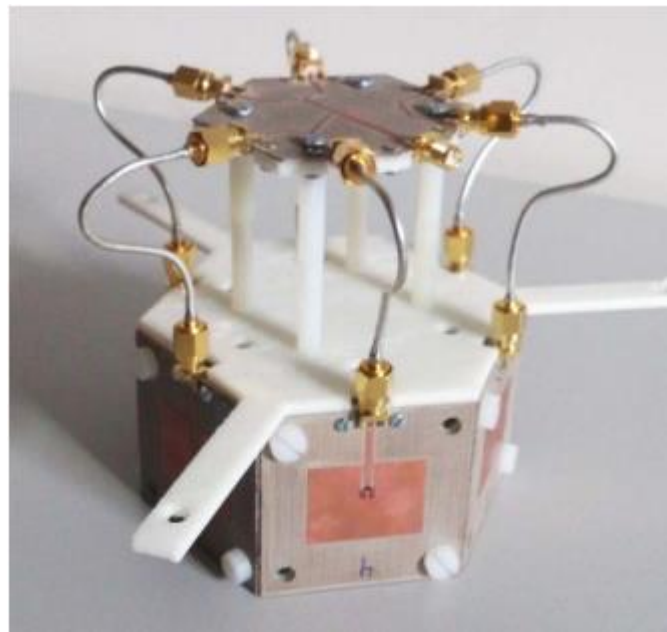


FIGURA 4-8 ESTRUCTURA CON 6 ANTENAS TIPO PARCHE, ELEMENTO DE REFERENCIA [9]

Para realizar la transformación de impedancias en las salidas se empleará la tecnología microstrip, esta técnica ofrece más opciones a la hora de elegir el tipo de adaptación a utilizar. Después de haber realizado un estudio sobre distintas técnicas de adaptación, se han considerado las tres siguientes metodologías de adaptación: adaptación lineal, adaptación Chebyshev y adaptación con secciones cortas.

4.2.2.1 Adaptación lineal

Para diseñar un transformador de impedancias lineal se ha seguido el mismo procedimiento explicado en la sección 3.3. La longitud de pista inicial es 24 mm, un parámetro a optimizar posteriormente. La anchura de las pistas de impedancias 50Ω y 96Ω son:

| Impedancia | 50 Ω | 96 Ω |
|--------------------|-------------|-------------|
| Anchura Pista (mm) | 0.917 | 0.275 |

TABLA 4-4 ANCHURAS DE PISTAS MICROSTRIP

De acuerdo con las especificaciones del sustrato RT/D 5880, estas magnitudes están dentro del margen de la viabilidad de fabricación.

Los parámetros S se muestran en la Figura 4-9, son resultados del combinador con junction incorporado, que se explicará más adelante.

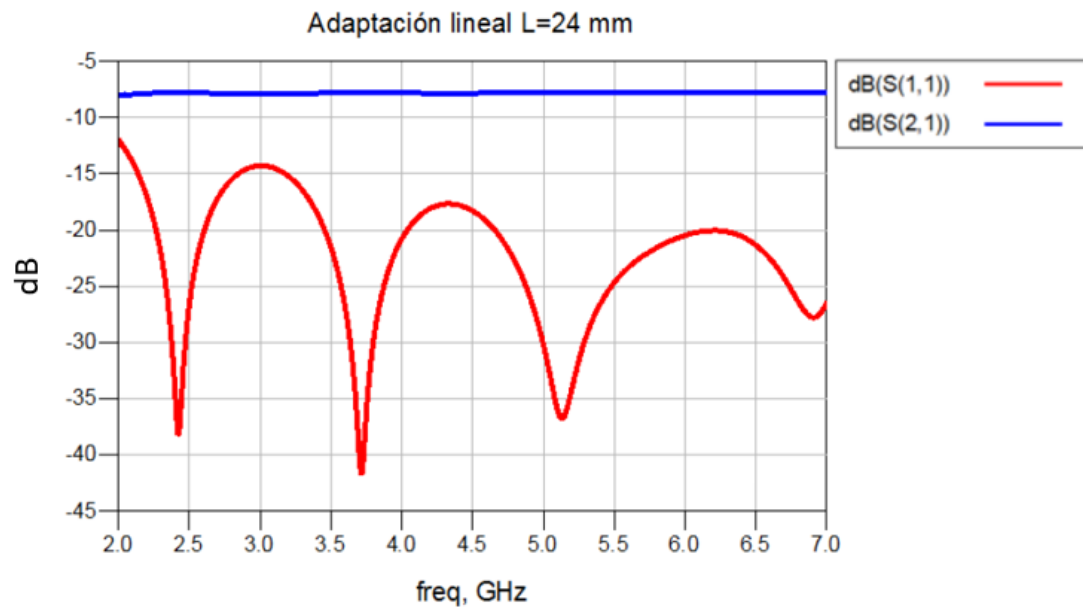


FIGURA 4-9 PARÁMETROS S DE LA ADAPTACIÓN LINEAL EN LOS PUERTOS DE SALIDA CON LONGITUD DE PISTA = 24 MM

Tras haber realizado el *tuning* en ADS con una pérdida $TanD = 0.017$, la longitud óptima es 28 mm. Los parámetros S resultantes se muestran en la siguiente figura:

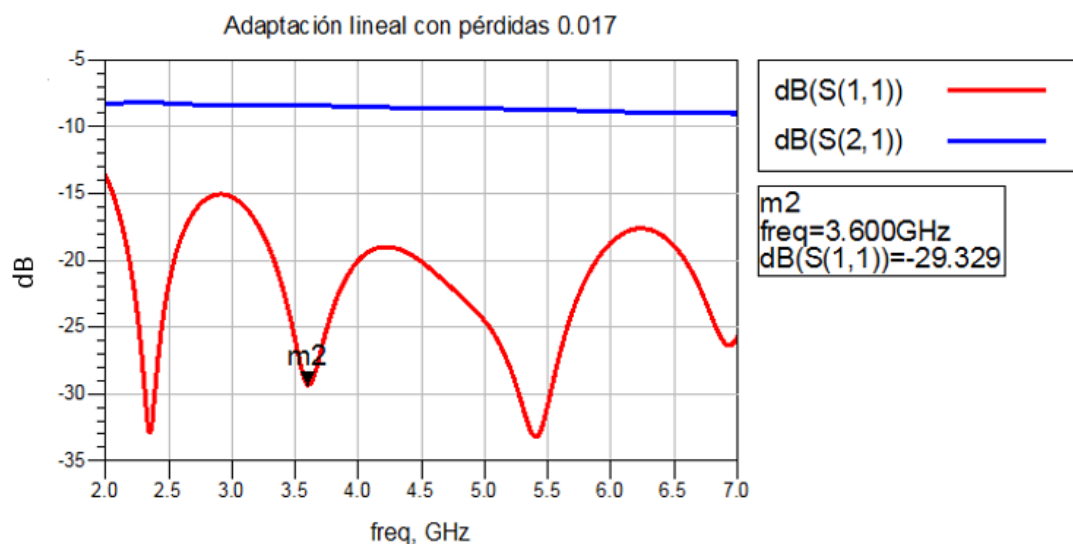


FIGURA 4-10 RESULTADO TRAS HACER EL TUNING CON PÉRDIDAS=0.017

4.2.2.2 Adaptación Chebyshev

Para la adaptación de Chebyshev se ha optado por orden 4. Aunque la suma de estas longitudes excede a la dimensión deseada, 60 mm frente a los 30 mm deseados, pero se ha decidido seguir adelante para tener una comparación entre distintas técnicas.

Los parámetros necesarios para el diseño de la adaptación Chebyshev de orden 4 se muestran en la siguiente tabla:

| Impedancia (Ω) | Anchura (mm) | Longitud (mm) |
|-------------------------|--------------|---------------|
| 87 | 0.336 | 15.68 |
| 75 | 0.461 | 15.55 |
| 63 | 0.632 | 15.41 |
| 54 | 0.814 | 15.29 |

TABLA 4-5 VALORES CALCULADOS PARA LA ADAPTACIÓN CHEBYSHEV ORDEN 4

Para poder establecer la comparación entre la adaptación lineal y la adaptación Chebyshev de orden 4, se ha aumentado la longitud de línea del transformador lineal hasta 60 mm, en las simulaciones se ha tenido en cuenta las pérdidas ($\text{TanD}=0.017$). En la siguiente figura se muestran los resultados de la comparación:

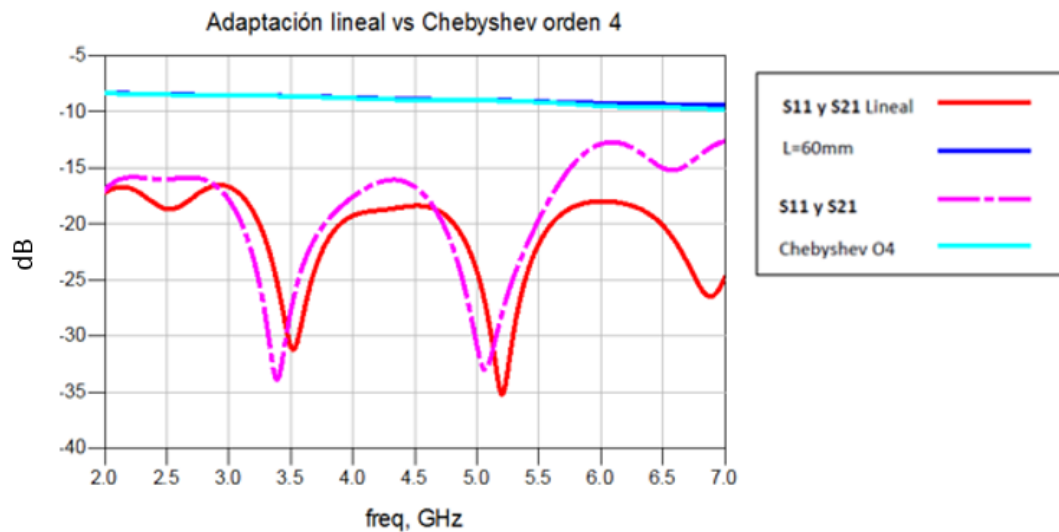


FIGURA 4-11 COMPARACIÓN ENTRE ADAPTACIÓN LINEAL Y CHEBYSHEV ORDEN 4 EN LOS PUERTOS DE SALIDA

Igual que los casos anteriores, la adaptación lineal posee mejor resultado en altas frecuencias.

Otra opción es ver el comportamiento de la adaptación Chebyshev orden 2, ya que encaja en términos de dimensión: la longitud de pista es alrededor de 30 mm. En la Figura 4-12 se muestra la comparación entre la adaptación lineal ($L = 30 \text{ mm}$) y la adaptación Chebyshev orden 2 ($L \approx 30 \text{ mm}$).

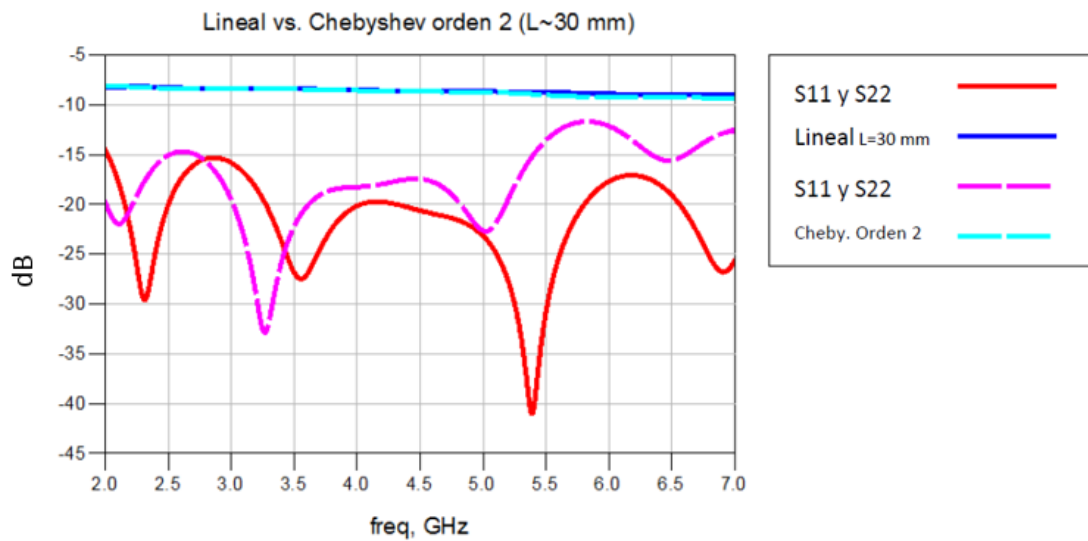


FIGURA 4-12 ADAPTACIÓN LINEAL VS. ADAPTACIÓN CHEBYSHEV ORDEN 2

Como se observa, la adaptación lineal posee un mejor comportamiento frente a la adaptación Chebyshev de la misma longitud.

4.2.2.3 Adaptación con secciones cortas

Al utilizar la tecnología microstrip en la adaptación en las salidas, la adaptación con secciones cortas se ha hecho más viable.

Esta técnica consiste en concatenar líneas de transmisión de alta impedancia con las de baja impedancia, la longitud de estas líneas es relativamente corta con respecto a $\frac{\lambda_{\mu}}{4}$, siendo λ_{μ} la longitud de onda microstrip.

En la Figura 4-13 se muestra la estructura de un transformador de 6 secciones cortas, siendo Z_0 y Z_7 las impedancias a adaptar.

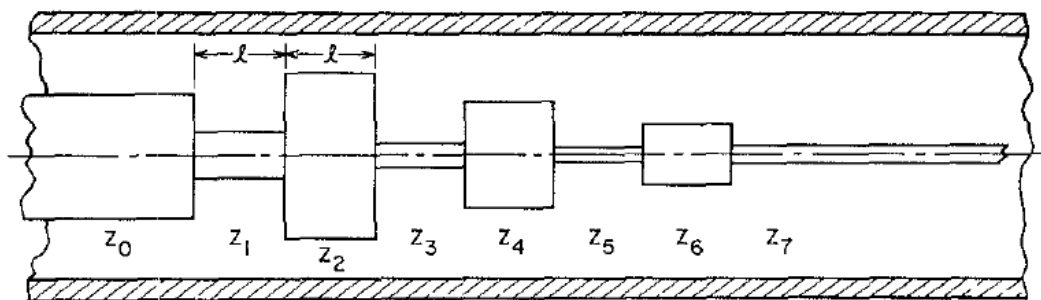


FIGURA 4-13 ESTRUCTURA DE LA ADAPTACIÓN EN SECCIONES CORTAS [10]

La principal ventaja de la adaptación con secciones cortas es que proporciona una dimensión mucho más compacta que la transformación Chebyshev convencional.

El estudio hecho en [10] establece relaciones entre los valores de las impedancias de las secciones cortas y los parámetros clave del diseño, estos parámetros incluyen:

$$r = \text{razón de adaptación} = \frac{Z_{n+1}}{Z_0}$$

$$w = \text{ancho de banda fraccional} = \frac{\theta_b - \theta_a}{\theta_m},$$

$$\text{Siendo } \theta = \text{longitud eléctrica} = \frac{2\pi \cdot l}{\lambda_m}$$

$l = \text{longitud de las secciones}$

$L_{Ar} = \text{magnitud máxima de rizado permitida}$

En nuestro diseño se requiere una transformación de 96 Ω a 50 Ω , lo cual la razón es:

$$r = \frac{96}{50} = 1.92 \approx 2$$

Esta aproximación es realizada debido a los valores concretos de r proporcionadas en las tablas de [10]. Igual que la longitud de las secciones cortas, en [10] viene dadas las anchuras de las secciones calculadas para $l = \frac{\lambda_m}{16}$, por tanto esta es la longitud elegida para nuestro diseño.

Por razón de que se quiere obtener el máximo ancho de banda posible, se escoge el mayor valor de w proporcionado, es decir, 1.2. Se ilustran las tablas mencionadas anteriormente, en este caso se ha escogido $n=8$ para poder establecer una fácil comparación entre otros tipos de adaptaciones, debido a que la dimensión de esta es la mitad de las adaptaciones anteriores.

TABLE IX-A
Z₁ VS. r AND w FOR $n=8$ AND $l=\lambda_m/16$

| $r \backslash w$ | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 | 1.2 |
|------------------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 1.5 | 1.4220 | 1.4256 | 1.4318 | 1.4405 | 1.4666 | 1.5063 | 1.5627 | 1.6398 |
| 2.0 | 1.5349 | 1.5603 | 1.5694 | 1.5825 | 1.6218 | 1.6824 | 1.7705 | 1.8945 |
| 2.5 | 1.6419 | 1.6486 | 1.6599 | 1.6762 | 1.7256 | 1.8024 | 1.9158 | 2.0702 |
| 3.0 | 1.7070 | 1.7148 | 1.7280 | 1.7469 | 1.8046 | 1.8950 | 2.0301 | 2.2269 |
| 4.0 | 1.8031 | 1.8126 | 1.8287 | 1.8520 | 1.9233 | 2.0363 | 2.2081 | 2.4644 |
| 5.0 | 1.8740 | 1.8848 | 1.9034 | 1.9301 | 2.0125 | 2.1444 | 2.3475 | 2.6539 |
| 6.0 | 1.9304 | 1.9424 | 1.9630 | 1.9927 | 2.0847 | 2.2330 | 2.4640 | 2.8197 |
| 7.0 | 1.9774 | 1.9905 | 2.0128 | 2.0452 | 2.1456 | 2.3086 | 2.5651 | 2.9646 |
| 8.0 | 2.0177 | 2.0318 | 2.0557 | 2.0905 | 2.1986 | 2.3751 | 2.6551 | 3.0957 |
| 9.0 | 2.0532 | 2.0680 | 2.0935 | 2.1304 | 2.2456 | 2.4346 | 2.7367 | 3.2163 |
| 10.0 | 2.0848 | 2.1005 | 2.1272 | 2.1662 | 2.2879 | 2.4887 | 2.8116 | 3.3286 |

| TABLE IX-B | | | | | | | | |
|--|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Z_2 VS. r AND w FOR $n=8$ AND $l=\lambda_m/16$ | | | | | | | | |
| $r \backslash w$ | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 | 1.2 |
| 1.5 | 0.5215 | 0.5213 | 0.5210 | 0.5207 | 0.5200 | 0.5201 | 0.5223 | 0.5287 |
| 2.0 | 0.5003 | 0.5003 | 0.5005 | 0.5007 | 0.5021 | 0.5056 | 0.5131 | 0.5280 |
| 2.5 | 0.4938 | 0.4941 | 0.4946 | 0.4954 | 0.4984 | 0.5046 | 0.5166 | 0.5380 |
| 3.0 | 0.4918 | 0.4922 | 0.4930 | 0.4942 | 0.4985 | 0.5071 | 0.5229 | 0.5513 |
| 4.0 | 0.4919 | 0.4926 | 0.4939 | 0.4958 | 0.5025 | 0.5149 | 0.5374 | 0.5769 |
| 5.0 | 0.4940 | 0.4949 | 0.4966 | 0.4991 | 0.5077 | 0.5235 | 0.5517 | 0.6010 |
| 6.0 | 0.4966 | 0.4977 | 0.4997 | 0.5027 | 0.5130 | 0.5317 | 0.5650 | 0.6233 |
| 7.0 | 0.4992 | 0.5006 | 0.5029 | 0.5064 | 0.5180 | 0.5394 | 0.5774 | 0.6440 |
| 8.0 | 0.5019 | 0.5034 | 0.5060 | 0.5098 | 0.5229 | 0.5466 | 0.5889 | 0.6634 |
| 9.0 | 0.5044 | 0.5061 | 0.5089 | 0.5132 | 0.5274 | 0.5534 | 0.5998 | 0.6817 |
| 10.0 | 0.5069 | 0.5086 | 0.5117 | 0.5163 | 0.5317 | 0.5598 | 0.6101 | 0.6991 |

| TABLE IX-C | | | | | | | | |
|--|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Z_3 VS. r AND w FOR $n=8$ AND $l=\lambda_m/16$ | | | | | | | | |
| $r \backslash w$ | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 | 1.2 |
| 1.5 | 2.9464 | 2.9450 | 2.9426 | 2.9391 | 2.9289 | 2.9143 | 2.8954 | 2.8735 |
| 2.0 | 3.3791 | 3.3781 | 3.3764 | 3.3739 | 3.3665 | 3.3561 | 3.3440 | 3.3327 |
| 2.5 | 3.6898 | 3.6895 | 3.6890 | 3.6882 | 3.6856 | 3.6823 | 3.6807 | 3.6835 |
| 3.0 | 3.9416 | 3.9421 | 3.9430 | 3.9441 | 3.9470 | 3.9518 | 3.9619 | 3.9840 |
| 4.0 | 4.3468 | 4.3491 | 4.3528 | 4.3579 | 4.3725 | 4.3943 | 4.4287 | 4.4865 |
| 5.0 | 4.6739 | 4.6779 | 4.6845 | 4.6937 | 4.7199 | 4.7587 | 4.8175 | 4.9107 |
| 6.0 | 4.9524 | 4.9581 | 4.9676 | 4.9807 | 5.0183 | 5.0737 | 5.1564 | 5.2845 |
| 7.0 | 5.1972 | 5.2045 | 5.2168 | 5.2338 | 5.2825 | 5.3541 | 5.4600 | 5.6222 |
| 8.0 | 5.4169 | 5.4259 | 5.4408 | 5.4616 | 5.5210 | 5.6084 | 5.7371 | 5.9326 |
| 9.0 | 5.6172 | 5.6277 | 5.6452 | 5.6696 | 5.7396 | 5.8424 | 5.9932 | 6.2212 |
| 10.0 | 5.8018 | 5.8139 | 5.8339 | 5.8619 | 5.9421 | 6.0598 | 6.2324 | 6.4922 |

| TABLE IX-D | | | | | | | | |
|--|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Z_4 VS. r AND w FOR $n=8$ AND $l=\lambda_m/16$ | | | | | | | | |
| $r \backslash w$ | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1.0 | 1.2 |
| 1.5 | 0.4096 | 0.4106 | 0.4123 | 0.4146 | 0.4212 | 0.4304 | 0.4423 | 0.4571 |
| 2.0 | 0.4373 | 0.4386 | 0.4408 | 0.4439 | 0.4527 | 0.4650 | 0.4810 | 0.5010 |
| 2.5 | 0.4662 | 0.4678 | 0.4705 | 0.4743 | 0.4850 | 0.5000 | 0.5195 | 0.5440 |
| 3.0 | 0.4933 | 0.4952 | 0.4983 | 0.5027 | 0.5151 | 0.5326 | 0.5553 | 0.5839 |
| 4.0 | 0.5416 | 0.5439 | 0.5478 | 0.5533 | 0.5689 | 0.5908 | 0.6194 | 0.6555 |
| 5.0 | 0.5836 | 0.5863 | 0.5909 | 0.5974 | 0.6158 | 0.6417 | 0.6756 | 0.7188 |
| 6.0 | 0.6208 | 0.6240 | 0.6293 | 0.6366 | 0.6577 | 0.6875 | 0.7262 | 0.7758 |
| 7.0 | 0.6545 | 0.6580 | 0.6639 | 0.6721 | 0.6957 | 0.7288 | 0.7724 | 0.8281 |
| 8.0 | 0.6853 | 0.6892 | 0.6957 | 0.7047 | 0.7306 | 0.7671 | 0.8151 | 0.8767 |
| 9.0 | 0.7138 | 0.7181 | 0.7251 | 0.7349 | 0.7630 | 0.8027 | 0.8550 | 0.9223 |
| 10.0 | 0.7404 | 0.7450 | 0.7525 | 0.7631 | 0.7934 | 0.8361 | 0.8925 | 0.9652 |

TABLA 4-6 LOS VALORES DE LAS IMPEDANCIAS NORMALIZADAS [10]

Los valores de las tablas anteriores son normalizados con respecto a:

$$Z_0 = 50 \, \Omega, \, Z_{n+1} = 96 \, \Omega \, \text{ y } r \approx 2.$$

En este tipo de adaptaciones solo es necesario conocer la mitad de los valores Z_j , ya que el resto de ellas se puede deducir utilizando de la siguiente fórmula:

$$Z_j \Big|_{j=(n/2)+1 \text{ to } n} = \frac{r}{Z_{n+1-j}} \quad (4.2.2)$$

A partir de lo anterior, los valores de Z_j normalizados y naturales calculados son:

| | Z1 | Z2 | Z3 | Z4 | Z5 | Z6 | Z7 | Z8 |
|-------------------------------|------|-------|-------|-----|-----|-----|------|------|
| Valor normalizado | 1.89 | 0.528 | 3.33 | 0.5 | 4 | 0.6 | 3.78 | 1.06 |
| Valor impedancia (Ω) | 94.5 | 26.4 | 166.5 | 25 | 200 | 30 | 189 | 53 |

TABLA 4-7 LOS VALORES DE LAS IMPEDANCIAS

En la siguiente figura se ilustra la comparación entre las técnicas estudiadas. Hay que tener en cuenta tanto las pistas de la adaptación lineal como las de la adaptación Chebyshev poseen una longitud cerca de 60 mm ($\approx \lambda_\mu$), sin embargo, las pistas de la adaptación con secciones cortas solamente ocupa la mitad ($\approx \frac{\lambda_\mu}{2}$).

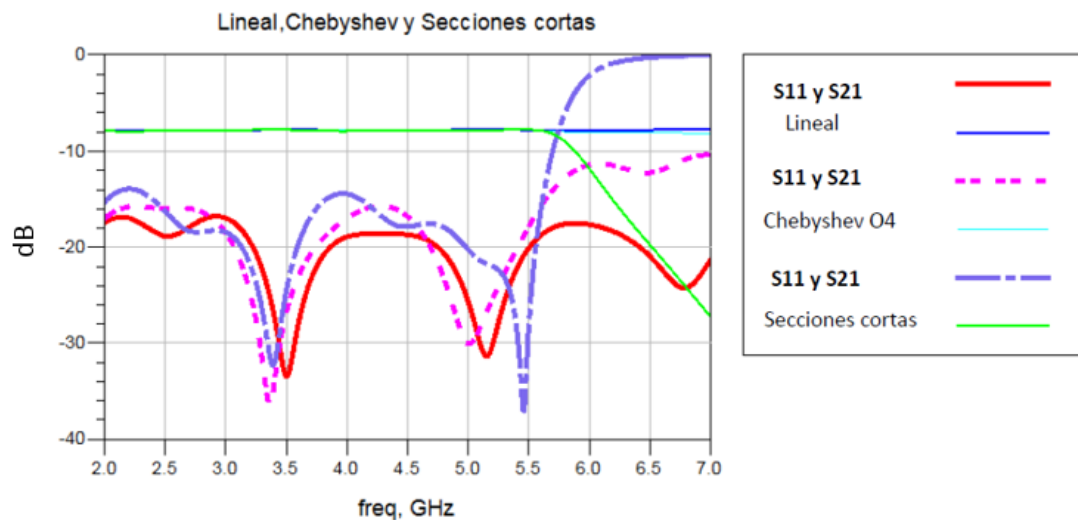


FIGURA 4-14 COMPARACIÓN ENTRE LOS TRANSFORMADORES DISEÑADOS PARA LOS PUERTOS DE SALIDA

4.2.2.4 Conclusión

A causa de que este diseño no requiere una dimensión tan compacta como la que proporciona la adaptación en secciones cortas, y que se carece de información para diseñar un transformador a la dimensión requerida, esta adaptación es descartada.

En el caso de las adaptaciones Chebyshev, tanto de orden 4 como de orden 2, son descartadas debido a la degradación en altas frecuencias.

En definitiva se opta la transformación lineal debido a su planicidad en un rango de frecuencias relativamente amplio.

4.3 Diseño junction

El junction es una parte crucial del combinador/divisor de potencia. En esta sección se desarrollará paso a paso para ver el comportamiento en cada etapa.

Como primer acercamiento, se construye unos modelos ideales en ADS de acuerdo con los valores anteriores. Como resultado de las secciones anteriores, en la adaptación en los puertos de salida se ha empleado la adaptación lineal. Como las secciones anteriores, se ha introducido una pérdida de $TanD = 0.017$.

En la siguiente figura se muestra un modelo ideal en el cual en la entrada no existe ninguna adaptación en el puerto principal:

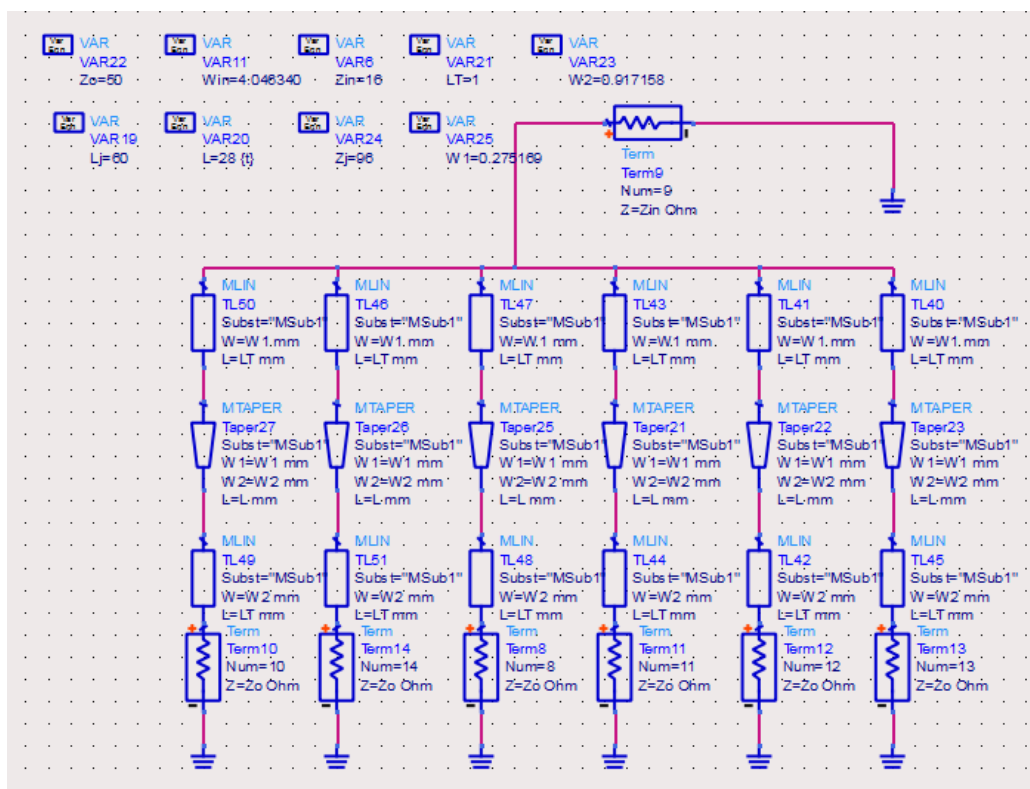


FIGURA 4-15 ESQUEMÁTICO SIN ADAPTACIÓN EN EL PUERTO PRINCIPAL

Los parámetros S se muestran en la siguiente figura:

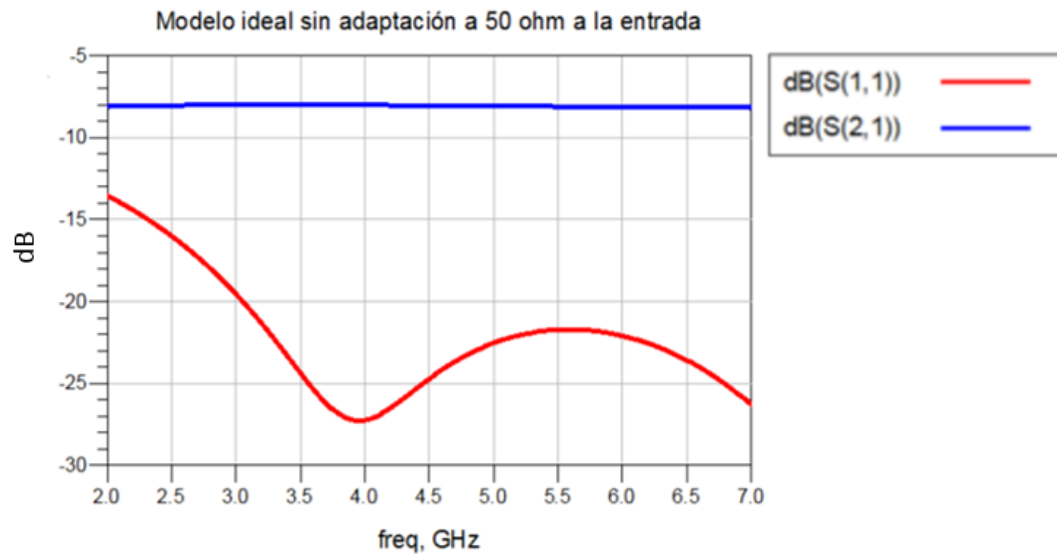


FIGURA 4-16 PARÁMETROS S SIN ADAPTACIÓN EN EL PUERTO PRINCIPAL

El paso siguiente es añadir la adaptación de la entrada en el modelo. De nuevo se ha empleado la adaptación lineal como conclusión de las secciones previas. Tal como se ha mencionado anteriormente, aunque la dimensión de la entrada de este diseño no es una restricción estricta, se ha fijado la longitud de la línea de transmisión en el puerto principal a 60 mm.

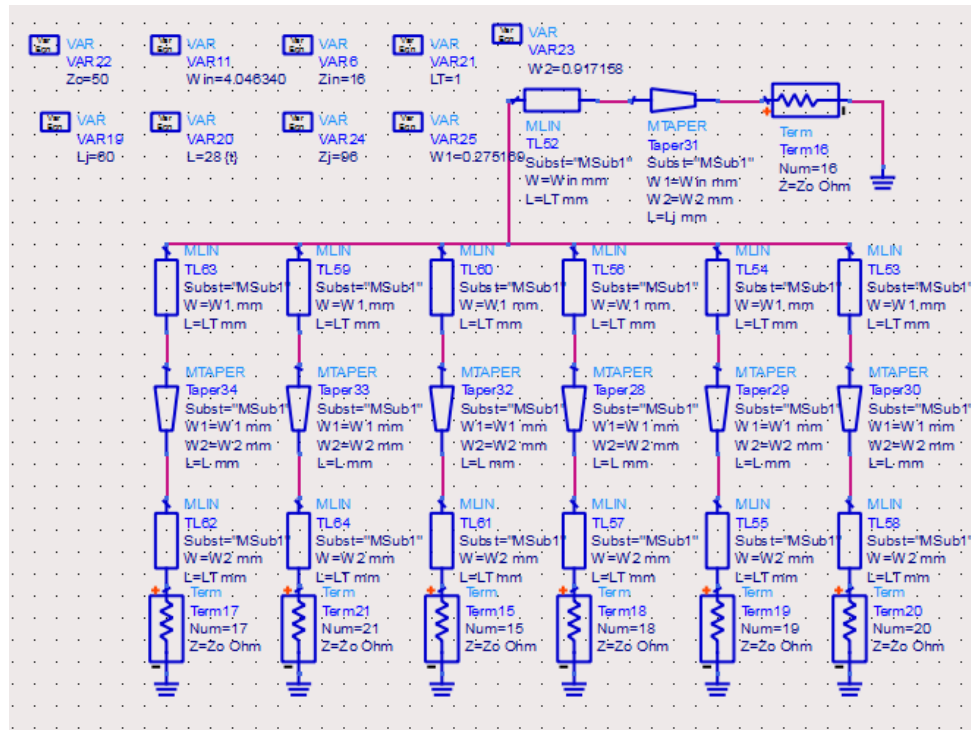


FIGURA 4-17 ESQUEMÁTICO CON EL PUERTO PRINCIPAL ADAPTADO

En la siguiente figura se muestra la comparación de los modelos anteriores:

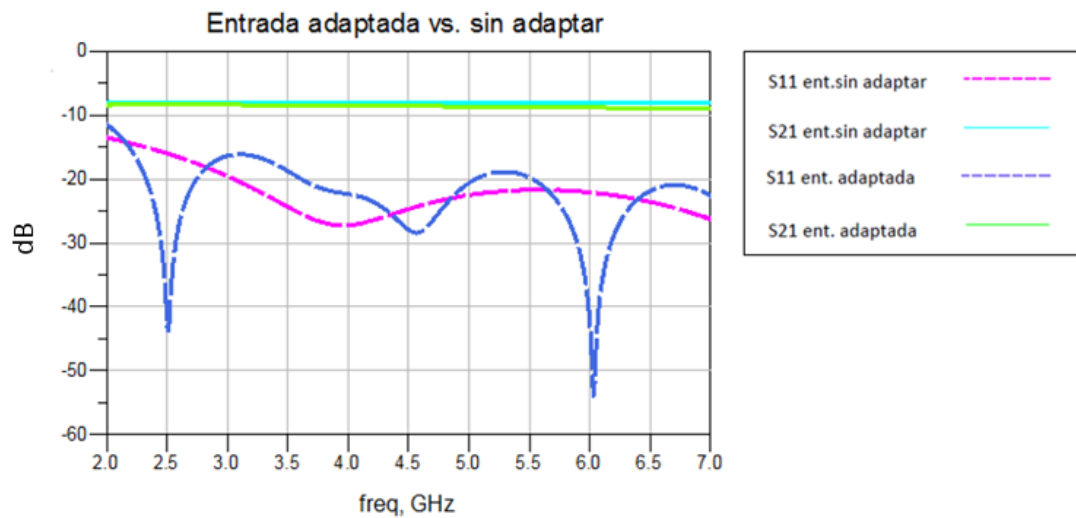


FIGURA 4-18 COMPARACIÓN ENTRE LOS CIRCUITOS CON Y SIN EL PUERTO ADAPTADO

Los valores empleados en los modelos anteriores son:

| | |
|--|-------------|
| Impedancia de la entrada y las salidas | 50 Ω |
| Impedancia de la entrada antes de adaptar | 16 Ω |
| Impedancia en la unión | 96 Ω |
| Anchura pista W1 (96 Ω) | 0.275 mm |
| Anchura pista W2 (50 Ω) | 0.917 mm |
| Longitud de pista lineal en las salidas | 28 mm |
| Longitud lineal puerto común | 60 mm |
| Líneas de conectores auxiliares | 1 mm |
| Pérdida Tan δ | 0.017 |

TABLA 4-8 LOS VALORES EMPLEADOS EN LA SIMULACIÓN

Los modelos anteriores no son prácticos ya que el puerto común debe ser perpendicular al parche radial. Por lo que hay que utilizar un coaxial en el puerto común. A pesar de que estos modelos no son prácticos y que varios efectos no han sido considerados, nos da una predicción sobre el comportamiento del circuito. Para obtener una respuesta más precisa es necesaria una simulación *full-wave*.

Los modelos anteriores cuentan con una unión ideal, para aproximar al comportamiento real del circuito se ha desarrollado un modelo de junction en *full-wave*.

En la siguiente figura se muestra la estructura a desarrollar en *CST Studio*:

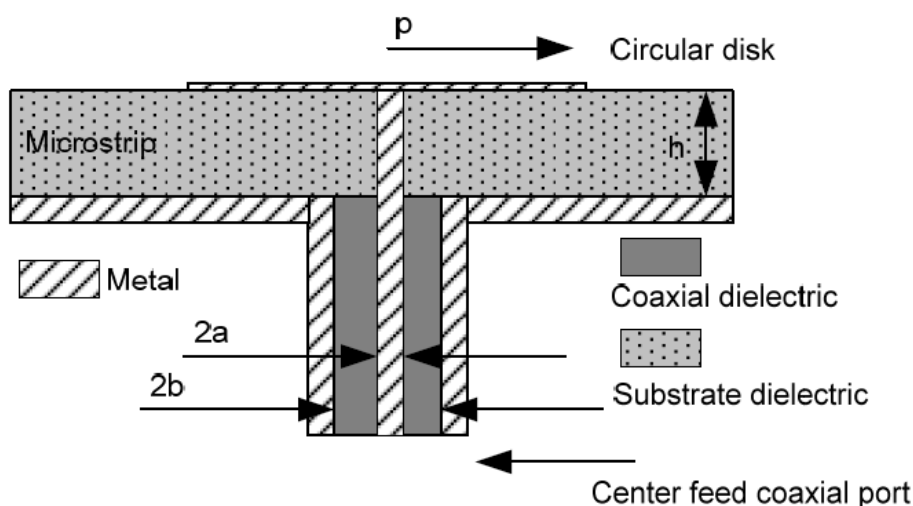


FIGURA 4-19 ESTRUCTURA DEL JUNCTION

El valor del diámetro del disco es un valor a optimizar, ya que existe un compromiso entre la adaptación y la magnitud de la parte imaginaria de la impedancia, de forma que cuanto mayor sea el diámetro peor adaptación del coaxial habrá, lo cual implica un menor ancho de banda. Por el contrario si el diámetro es demasiado pequeño, la parte imaginaria de la impedancia en la unión deja de ser despreciable. Se ha tomado el valor del diámetro del disco del ejemplo anterior como valor inicial, la optimización se ha realizado entre un rango de $\pm 10\%$ del valor inicial.

Para calcular el diámetro interior del coaxial se ha utilizado la formula (4.2.1) fijando la $Z_{coaxial} = 16 \Omega$, $D = 4.08 \text{ mm}$ y $\epsilon_r = 2.1$, siendo teflón el dieléctrico utilizado.

Los parámetros utilizados se muestran en la siguiente tabla:

| | |
|---|----------|
| Grosor sustrato | 0.305 mm |
| Grosor pista | 0.017 mm |
| Pérdida Tan δ | 0.017 |
| Constante dieléctrica del sustrato | 2.2 |
| Constante dieléctrica de la línea de transmisión (Teflón) | 2.1 |
| Diámetro exterior del coaxial (2b) | 4.08 mm |
| Diámetro interior del coaxial (2a) | 2.77 mm |
| Anchura pista (96 Ω) | 0.275 mm |
| Diámetro disco (2p) | 4.2 mm |

TABLA 4-9 PARÁMETROS UTILIZADOS PARA LA SIMULACIÓN DEL JUNCTION

En la siguiente figura se muestra el modelo construido en *CST Studio*:

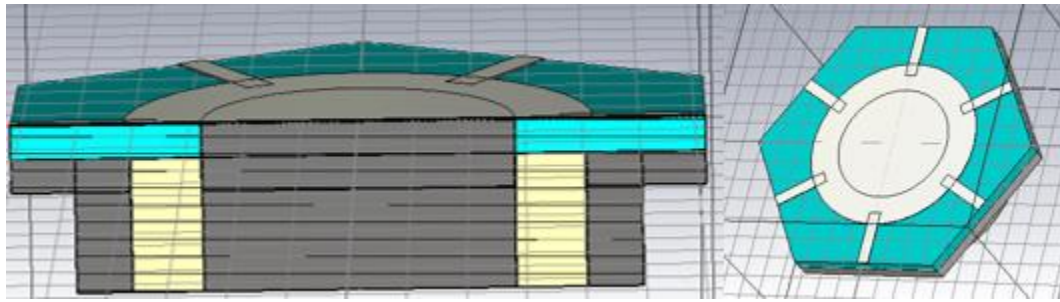


FIGURA 4-20 JUNCTION CONSTRUIDO EN CST STUDIO

Los resultados obtenidos tras la simulación se muestran en la siguiente figura, como se observa, el nivel de reflexión se mantiene por debajo de -20 dB en un rango relativamente amplio (1 GHz – 7 GHz):

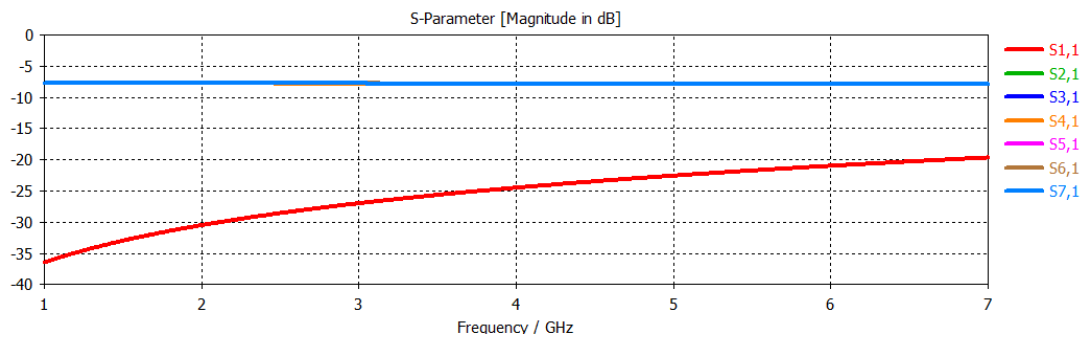


FIGURA 4-21 PARÁMETROS S DEL JUNCTION SIMULADO EN CST

Para incorporar el comportamiento de la unión al modelo es necesario exportar el fichero *Touchstone* desde *CST*, luego este es importado al esquemático de *ADS* mediante un *data-item* de 7 puertos.

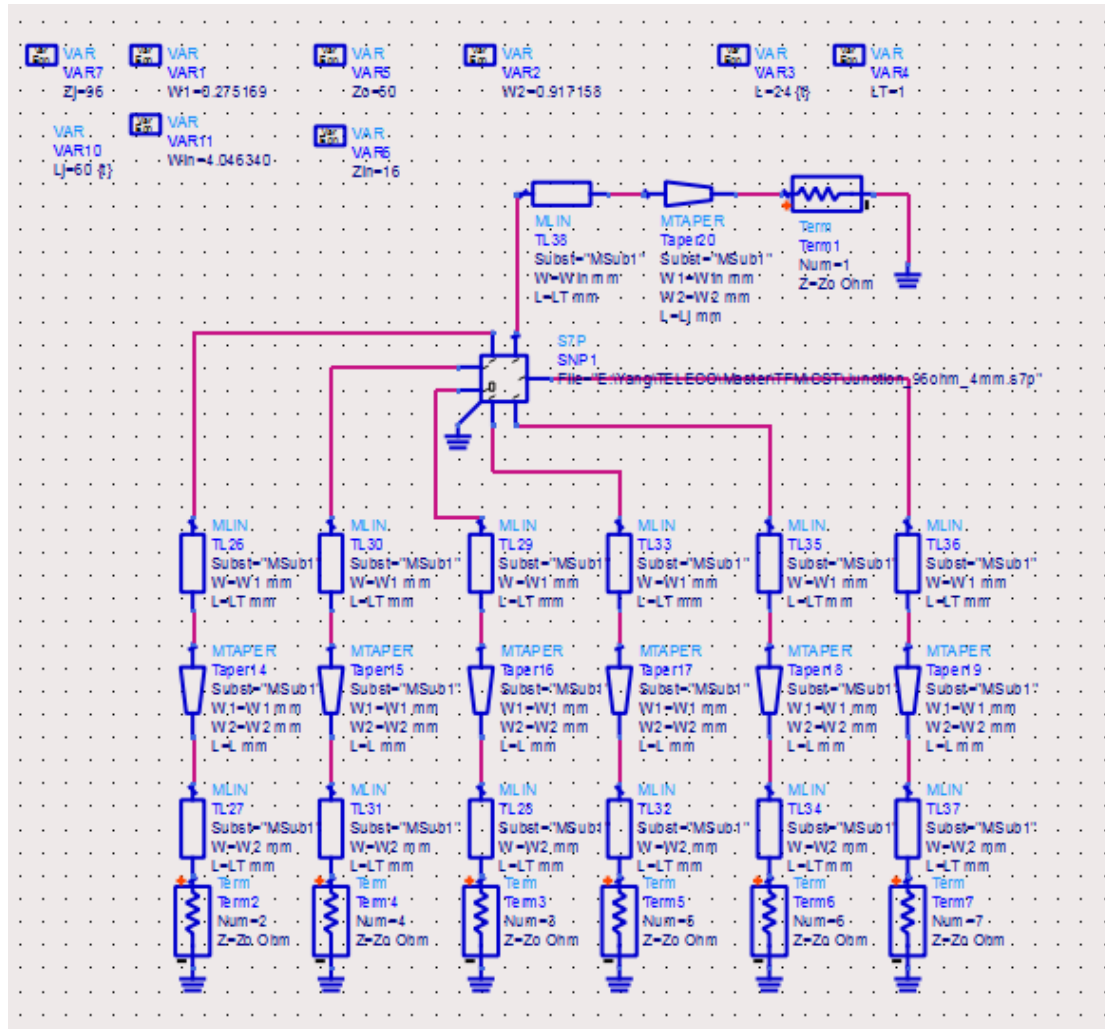


FIGURA 4-22 ESQUEMÁTICO DEL COMBINADOR/DIVISOR CON JUNCTION INCORPORADO

En la siguiente figura se establece la comparación entre los tres modelos anteriores:

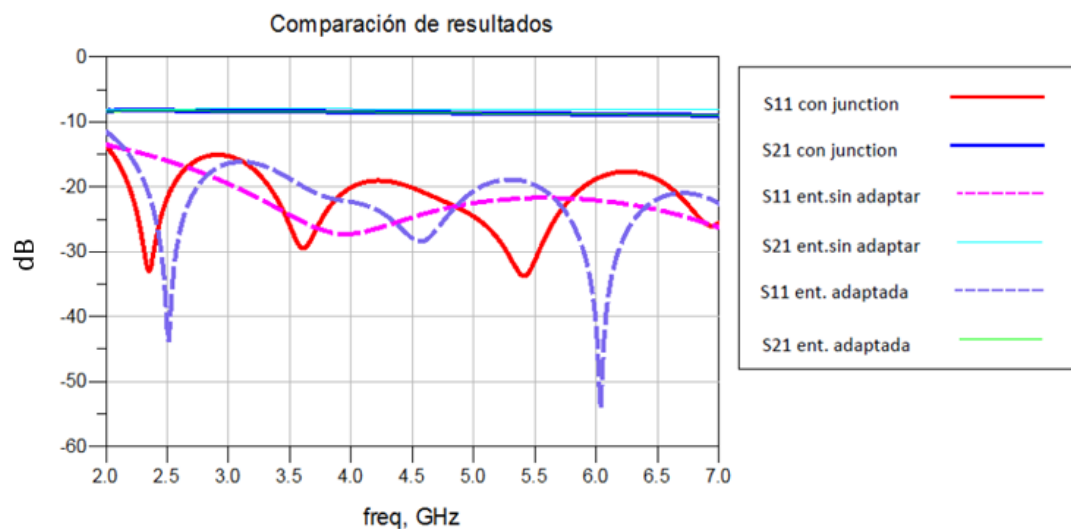


FIGURA 4-23 COMPARACIÓN DE LOS PARÁMETROS S DE LOS MODELOS SIMULADOS

5. Integración y comparación de resultados

Una vez diseñado las redes de adaptación, el siguiente paso es simular la estructura completa.

Las definiciones de los parámetros usados en la estructura del combinador/divisor siguen siendo las mismas a los de la Figura 3-25.

Se ha añadido una línea de transmisión por debajo del sustrato, esta línea es añadida para compensar la reactancia introducida por el *junction*, la longitud de esta línea debe mantenerse lo más baja posible para asegurar un nivel bajo de pérdida. El dieléctrico usado para dicha línea es teflón, cuya constante dieléctrica es 2.1, al igual que en el ejemplo analizado [2].

Como conclusión del capítulo anterior, tanto en la adaptación del puerto principal como en la de los puertos de salida, se emplea el transformador lineal para la adaptación de impedancias.

En la siguiente tabla se muestran los parámetros utilizados para la simulación completa:

| | |
|---|----------|
| Grosor sustrato | 0.305 mm |
| Grosor microstrip | 0.017 mm |
| Constante dieléctrica del sustrato | 2.2 |
| Pérdida Tan δ | 0.017 |
| Constante dieléctrica de Teflón | 2.1 |
| Diámetro exterior coaxial (Do) | 4.08 mm |
| Diámetro interior coaxial extremo 50 Ω (Dio) | 1.26 mm |
| Diámetro interior coaxial extremo 16 Ω (Dit) | 2.77 mm |
| Diámetro interior coaxial después del dieléctrico (Dim) | 3.12 mm |
| Diámetro parche circular (Dj) | 4.2 mm |
| Longitud del coaxial (Lt) | 60 mm |
| Longitud del dieléctrico (Lft) | 5 mm |
| Longitud transformador lineal (Lm) | 28 mm |

TABLA 5-1 PARÁMETROS EMPLEADOS PARA LA SIMULACIÓN COMPLETA DEL COMBINADOR

En la Figura 5-1 y la Figura 5-2 se muestra el modelo completo construido en CST. Como se observa, en la simulación completa se ha añadido los conectores SMA, cuya impedancia es 50 Ω .

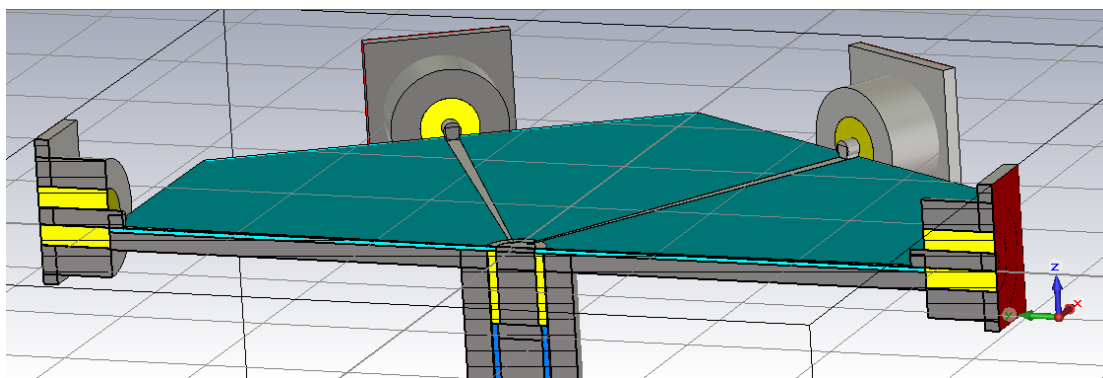


FIGURA 5-1 MODELO DEL COMBINADOR/DIVISOR SIMULADO EN CST STUDIO, CORTE PERPENDICULAR AL EJE X

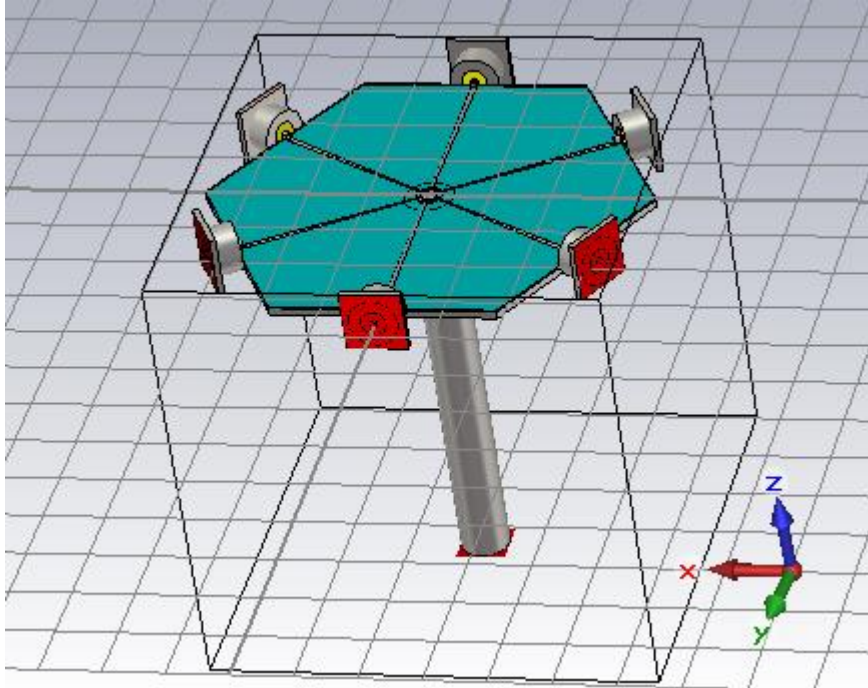


FIGURA 5-2 MODELO DEL COMBINADOR/DIVISOR SIMULADO EN CST STUDIO

En la Figura 5-3 se muestran los parámetros S obtenidos tras la simulación. Para ver el comportamiento del combinador en un rango de frecuencias amplio, se ha simulado la estructura completa entre 1~14 GHz. Como resultado, se puede observar que la reflexión de la entrada está por debajo de -15 dB entre 1.32~11.1 GHz, con un ancho de banda cerca de 9.8 GHz.

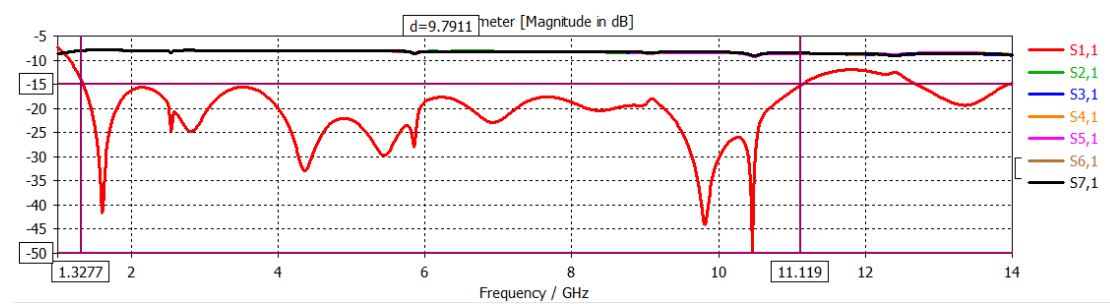


FIGURA 5-3 PARÁMETROS S DEL COMBINADOR 1 A 6

6. Conclusiones y líneas futuras

6.1 Conclusiones

En este Trabajo Fin de Máster se ha diseñado un combinador/divisor de potencia radial de 6 salidas de banda ancha a una frecuencia central de 3.6 GHz.

En primer lugar se ha analizado y reproducido los resultados de un combinador/divisor radial existente.

En segundo lugar, se ha hecho un estudio sobre distintas técnicas de adaptación de impedancias de banda ancha para ver las posibilidades de mejora sobre el anterior.

Finalmente, se ha diseñado un combinador/divisor radial a banda en la frecuencias centrada en 3.6 GHz y conformando a otras especificaciones distintas al modelo estudiado. Así mismo, se han estudiado soluciones diversas para los transformadores de impedancias de banda ancha en los puertos.

Los resultados son bastante satisfactorios, la reflexión de la entrada se mantiene por debajo de -15 dB en un rango amplio. La impedancia de salida en los puertos es muy cercana al valor diseñado.

6.2 Líneas futuras

Debido a la limitación de los materiales, este trabajo no ha podido ser construido en la Escuela Politécnica Superior. Un trabajo futuro es fabricar y medir el combinador diseñado.

Otro punto de mejora sería simular el transformador Klopfenstein en *full wave*, ya que esta adaptación puede tener un mejor comportamiento.

7. Bibliografía

- [1] K. Russell, "Microwave Power Combining Techniques," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 5, pp. 472 - 478, 1979.
- [2] M. Ghanadi, "A New Compact Broadband Radial Power," Thesis - Elektrotechnik und Informatik der Technischen Universität Berlin, Berlin, 2012.
- [3] I. Bahl, *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*, Wiley, 2009.
- [4] A. E. Fathy, "A Simplified Design Approach for radial power combining," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 247 - 255, 2006.
- [5] J. Córcoles Ortega and J. A. Ruiz Cruz, *Dispositivos de Radiocomunicaciones*, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid: Diapositivas y apuntes, 2015.
- [6] D. M. Pozar, "Microwave Engineering second edition," John Wiley 1998, p. 161.
- [7] N. A. B. Muhamad, "Microstrip Klopfenstein taper impedance transformer for microwave applications," Thesis - Universiti Teknologi Malaysia, Johor, Malaysia, 2009.
- [8] A. G. Williamson, "Equivalent circuit for radial-line/coaxial-line junction," *Electronics Letters*, vol. 17, no. 8, pp. 300 - 301, 1981.
- [9] P. S. Dancausa, *Diseño de antenas de parches conformadas para sistemas de comunicaciones de banda ancha*, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid: Trabajo Fin de Grado, 2014.
- [10] G. L. Matthaei, "Short-Step Chebyshev Impedance Transformers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 14, no. 8, pp. 372 - 383, 1966.

8. Fuente de imágenes

- [I1] <http://www.instockwireless.com/images/pd1060/1060nolid270.jpg>
- [I2] <http://www.sjfoti-consulting.co.uk/60-Way%20Extremely%20Low%20Loss%20Radial%20Waveguide%20Power%20Divider-Combiner%20Assembly.jpg>
- [I3] <http://www.apollomw.com/products/?id=262164&product=Waveguide Power Combiners>
- [I4] http://www.fs.com/images/ckfinder/images/tutorial/Tree_Coupler.jpg
- [I5] <http://www.surplussales.com/rf/RFPowerD-2.html>
- [I6] http://www0.sun.ac.za/usradar/?page_id=1843#
- [I7] http://www.meslmicrowave.com/Images/Products2012/10417d_Small.png
- [I8] http://examcrazy.com/Engineering/Electronics-Communication/images/Wilkinson_Power_Divider/image006.gif
- [I9] <http://patentimages.storage.googleapis.com/pages/US5214394-6.png>
- [I10] <http://patentimages.storage.googleapis.com/US20130285871A1/US20130285871A1-20131031-D00001.png>